F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXIV (XXVIII)

Fasc. 1—2

SECŢIA III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1978

1979 FEB 20

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXIV (XXVIII)

Fasc. 1–2

SECŢIA III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1978

COLEGIUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. VAL. BLIDARU, prof. dr. doc. N. V. BOŢAN, prof. dr. ing. GH. CAŞLER, prof. dr. ing. M. GAFIŢANU (preşedinte), prof. dr. P. MÂLCOMETE, prof. dr. doc. D. MANGERON, prof. dr. ing. T. SILION, acad. prof. dr. doc. CR. SIMIONESCU, prof. dr. ing. I. VLAD

COMITETUL DE REDACŢIE AL SECŢIEI

III. ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. I. BEJAN
Prof. dr. ing. D. BĂRBULESCU
Prof. dr. ing. AL. POEATĂ

REDACŢIA

Prof. dr. doc. D. MANGERON (redactor responsabil)
Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN (secretar)
ECATERINA IRIMIEA (tehnoredactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1–2 1978

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag.

H. ROSMAN, Transferul puterii active cu randament maxim printr-un cuadripol liniar care alimentează un receptor neliniar, inerţial, în regim permanent sinusoidal (germ., rez. rom.) 9

M. NEMESCU, Regimul permanent al circuitului *RLC* neliniar şi parametric alimentat cu tensiune sinusoidală (rom. rez. rom.) 15

L. GORAŞ şi C. MIRCEA, Convertorul liniar de transformare x-comandat (engl. rez. rom.) 21

M. CREŢU şi H. KRONMÜLLER (R. F. Germania), Aparat pentru măsurarea părţii reale a permitivităţii complexe (germ., rez. rom.) 27

D. BĂRBULESCU, Procedeu de măsurare a puterii active şi reactive în sisteme trifazate echilibrate, fără acces la nul, cu ajutorul unui wattmetru monofazat (rom., rez. franc.) 35

I. SUCHAR, A CREŢU, GH. ŞERBAN şi EL. LUCANU-CREŢU, Asupra cuplului electromagnetic al micromotoarelor magnetoelectrice cu comutaţie statică (rom., rez. franc.) 41

S. HARGHEL, Dispozitiv electric de comandă a motorului de repulsie cu comutaţie statică (engl., rez. rom.) 47

N. THIRER şi I. BERGMAN, Consideraţii privind analiza eficienţei folosirii termistoarelor ca reostate de pornire pentru motoare asincrone, cu ajutorul calculatorului numeric (germ., rez. rom.) 53

M. LUCANU şi V. MUNTEANU, Contactor static trifazat cu trei tiristoare pentru un receptor rezistiv simetric (engl., rez. rom.) 59

L. SEBASTIAN, I. OLÁH şi T. GANCIU, Eliminarea autooscilaţiilor unui servomecanism de tip releu cu ajutorul unui circuit de corecţie neliniar (engl., rez. rom.) 67

M. VOICU, Simularea cifrică a regimului deformant din reţelele electrice industriale, ca proces aleatoriu (germ., rez. rom.) 77

I. OLÁH, Asupra regimului staţionar al traductoarelor de deplasare liniare realizate pe baza amplificatorului magnetic (engl., rez. rom.) 85

P. HABA, N. ALEXANDRU şi V. COSMA, Despre posibilitatea folosirii unui circuit cu sondă magnetică inelară ca traductor de grosime (engl., rez. rom.) 95

E. HNATIUC şi N. THIRER, Posibilităţi de realizare a releelor de protecţie de curent cu termistoare (franc., rez. rom.) 101

Pag.

AL. POEATĂ, N. POEATĂ, D. IVAS, M. CIOBANU, V. ALEXANDRESCU, I. BERGMAN, M. ILINCA și GH. GEORGESCU, Considerații privind introducerea tensiunii de 660 V în rețelele de distribuție industriale (rom., rez. germ.) 107

N. GAVRILAȘ, M. GUȘĂ, R. OLÁH și M. DUDICI-RUSCIOR, Asupra unor aspecte ale descărcării electrice în aer, în cîmp puternic neuniform (rom., rez. franc.) 111

GH. CÎRȚINĂ și GH. GEORGESCU, Asupra reglajului optimal al bateriilor de condensatoare (franc., rez. rom.) 119

L. PREDA, E. VOINEA, E. BÎRLĂDEANU și J. IGNAT, Expresiile analitice ale puterilor din circuitele primare (trifazate fără nul) ale centralelor și stațiilor electrice, la nesimetrie totală, în cazul utilizării tensiunilor de fază (utilizînd echipaje monofazate cu nul artificial) (rom., rez. franc.) . . . 123

V. PETRESCU (D. Bărbulescu) 129

C. HUIU (L. Cuțu) 131

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tome XXIV (XXVIII), Fasc. 1–2 1978

Section III

ELECTROTECHNICS. ENERGETICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

Pp.

H. ROSMAN, Übertragung der Wirkleistung mit maximalen Wirkungsgrad durch einen linearen Vierpol, der ein nichtlinearen trägen Verbaucher, in stationärem sinusförmigen Zustand speist (German, Romanian summary) · · · · 9

M. NEMESCU, Untersuchung des stationären Vorgangs des *RLC*, nichtlinearen, parametrischen, sinusförmigeregten Kreises (Romanian, German summary) · · · · 15

L. GORAŞ and C. MIRCEA, The x-Controlled Linear Transformation Converter (English, Romanian summary) · · · · 21

M. CREŢU und H. KRONMÜLLER (Bundesrepublik Deutschland), Apparatur zur Messung des Realteils der komplexen Dielektrizitätskonstante (German, Romanian summary) · · · · 27

D. BĂRBULESCU, Procédé de mesure de la puissance active et réactive dans les systèmes triphasés équilibrés, sans accès au neutre, à l'aide d'un wattmètre monophasé (Romanian, French summary) · · · · 35

I. SUCHAR, A. CREŢU, GH. ŞERBAN et EL. LUCANU-CREŢU, Sur le couple électromagnétique des micromoteurs magnétoélectriques à commutation statique (Romanian, French summary) · · · · 41

S. HARGHEL, The Electronic Control Device of the Comutatorless Repulsion Motor (English, Romanian summary) · · · · 47

N. THIRER und I. BERGMAN, Betrachtungen zur Analyse mit Hilfe des Digitalrechners der Wirksamkeit des Gebrauchs von Thermistoren als Anlaufwiderstände für Asynchronmotoren (German, Romanian summary) · · · · 53

M. LUCANU and V. MUNTEANU, Three Phase Static Switch with three Thyristors for a Symmetric Resistive Receiver (English, Romanian summary) · · · · 59

L. SEBASTIAN, I. OLÁH and T. GANCIU, The Clearing of Self-Oscillations in a Relay-Type Position Servomechanism utilising a Nonlinear Correcting Network (English, Romanian summary) · · · · 67

M. VOICU, Digitale Simulation des Verzerungsbetriebes von elektrischen idustriellen, Netzwerken als stochastischer Prozeß (German, Romanian summary) · · · · 77

I. OLÁH, The Static Functioning of Linear-Movement Transducers based on Magnetic Amplifiers Principles (English, Romanian sumary) · · · · 85

Pp.

P. HABA, N. ALEXANDRESCU and V. COSMA, On the Possibility of Using a Ring Core Flux-Gate Circuit as a Thickness Transducer (English, Romanian summary) 95

E. HNATIUC et N. THIRER, Possibilités de réalisation des relais pour la protection de courant à l'aide des thermistances (French, Romanian summary) 101

AL. POEATĂ, N. POEATĂ, D. IVAS, M. CIOBANU, V. ALEXANDRESCU, I. BERGMAN, M. ILINCA und GH. GEORGESCU, Über die Einführung von 660 V-Spanung in die industrielle Versorgungsnetze (Romanian, German summary) 107

N. GAVRILAŞ, M. GUŞĂ, R. OLÁH et M. DUDICI-RUSCIOR, Sur les décharges électriques en air, dans un champ fort nonhomogène (Romanian, French summary) 111

GH. CÎRŢINĂ et GH. GEORGESCU, Sur le réglage optimal des batteries de condensateurs (French, Romanian summary) 119

L. PREDA, E. VOINEA, E. BÎRLĂDEANU et J. IGNAT, Les expressions analytiques des puissances des circuits primaires (triphasés sans nul) des centrales et stations électriques dans le cas de l'asymétrie totale, en employant les tensions de phase (quand on utilise des équipages monophasés avec nul artifficiel) (Romanian, French summary) 123

V. PETRESCU (D. Bărbulescu) 129

C. HUIU (L. Cuţu) 131

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXIV (XXVIII), Вып. 1—2 1978

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Г. РОСМАН, Передач активного мощности с максимальным к.п.д. через линейным четырехполюсником питающий нелинейный, инер ционный приемник, в синусоидальном установившемся режиме (нем., рез. рум.) 9

М. НЕМЕСКУ, Установившемся режим нелинейной и параметрической цепи *RLC*, возбужденной синусоидальным напряжением (рум., рез. нем.) 15

Л. ГОРАШ и К. МИРЧА, Линейный преобразователь трансформации *x*-управляемой (англ., рез. рум.) 21

М. КРЕЦУ и Г. КРОНМЮЛЛЕР (Ф. Р. Германия), Способ для измерении реальной составляющей комплексной диэлектрической проницаемости (нем., рез. рум.) 27

Д. БЭРБУЛЕСКУ, Способ измерения активной и реактивной мощности в симметричных трехфазных системах без доступного нуля, при помощи однофазного ваттметра (рум., рез. франц.) 35

И. СУХАР, А. КРЕЦУ, Г. ШЕРБАН и Е. ЛУКАНУ-КРЕЦУ, Об электромагнитном моменте магнитоэлектрических микродвигателей со статическим коммутацием (рум., рез. франц.) 41

С. ХАРГЕЛ, Электронный прибор управления репульсионного двигателя с статической коммутаций (англ., рез. рум.) 47

Н. ТИРЕР и И. БЕРГМАН, Анализ действительности пользовании термисторов как пусковой реостат для асинхронных двигателей, с помощью цифровой вычислительной машине (нем., рез. рум.) 53

М. ЛУКАНУ и В. МУНТЯНУ, Трехфазный регулятор переменного напряжения с тремя тиристорами, для симметричной активной нагрузки (англ., рез. рум.) 59

Л. СЕБАСТИЯН, И. ОЛАХ и Т. ГАНЧИУ, Удаление автоколебаний релейной следящей системы при помощи корректирующей параллельной нелинейной цепи (англ., рез. рум.) 67

М. ВОИКУ, Цифровая симуляция деформирующего рефима, как случайный процесс в промышленных электросетях (нем., рез. рум.) . . . 77

И. ОЛАХ, Об установившемся режиме датчиков линейного перемещения реализованных на основе магнитных усилителей (англ., рез. рум.) 85

П. ХАБА, Н. АЛЕКСАНДРУ и В. КОСМА, О возможности использования кольцевого магнитного зонда в качестве датчика толщины (англ., рез. рум.) 95

Стр.

Е. ХНАТЮК и Н. ТИРЕР, О возможностци получения токовых реле с термисторами (франц., рез. рум.) 101

А. ПОЕАТЭ, Н. ПОЕАТЭ, Д. ИВАС, М. ЧЙОБАНУ, В. АЛЕКСАНДРЕСКУ, И. БЕРГМАН, М. ИЛИНКА и Г. ДЖЕОРДЖЕСКУ, О целесообразности внедрения напряжении 660 в в распределительных сетях промышленных предприятии (рум., рез. нем.) . . . 107

Н. ГАВРИЛАШ, М. ГУШЭ, Р. ОЛАХ и М. ДУДИЧ - РУСЧОР, Об электрических разрядах в воздухе, в неоднородном поле (рум., рез. франц.) 111

Г. КЫРЦИНЭ и Г. ГЖЕОРДЖЕСКУ, К оптимальному регулированию конденсаторных батареях (франц., рез. рум.) 119

Л. ПРЕДА, Е. ВОЙНЯ, Е. БЫРЛЭДЯНУ и Ж. ИГНАТ, Аналитические выражения мощностей из первичных цепей (трехфазных без нуля) электростанций в случае полной несимметричности если применяют напряжения фаз (используя однофазных систем исскуственным нулем) (рум., рез. франц.) 123

В. ПЕТРЕСКУ (Д. Бэрбулеску) 129

К. ХУЮ (Л. Куцу) 131

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 621.392.5; 621.3.011.1; 530.18.

ÜBERTRAGUNG DER WIRKLEISTUNG MIT MAXIMALEN WIRKUNGSGRAD DURCH EINEN LINEAREN VIERPOL, DER EIN NICHTLINEAREN TRÄGEN VERBRAUCHER IN STATIONÄREM SINUSFÖRMIGEN ZUSTAND SPEIST

VON

HUGO ROSMAN

Herrn Prof. Dr. Ing. GH. VASILIU, zum 75. Geburtstag, gewidmet

1. Einleitung

Die vorliegende Arbeit schreibt sich in der Ideenfolge einiger Problemen die in mehreren vorherigen Arbeiten untersucht wurden, ein, in welchen man die notwendigen und hinreichenden Bedingungen der maximalen Wirkleistungsübertragung eines nichtlinearen trägen Verbrauchers oder durch einen nichtlinearen trägen Zweipol [1], oder durch einen linearen Vierpol [2], in stationären sinusförmigen Zustand, bestimmt hat.

Im Folgenden wird das Problem der Wirkleistungsübertragung mit maximalen Wirkungsgrad durch einen linearen Vierpol, der einen nichtlinearen trägen Verbraucher in stationärem sinusförmigen Zustand speist, untersucht.

Das analysierte Problem kann man mit der Wirkleistungsübertragung mit maximalen Wirkungsgrad durch einen linearen oder nichtlinearen Vierpol, einem ferroresonanten Netzwerken, dessen nichtlineare Elemente als träge vorausgesetzt werden, verbinden.

Wie es bekannt ist, vereinfacht sich wesentlich die Analyse der nichtlinearen Netzwerken durch Ersetzung der nichtlinearen nichtträgen mit anderen erdichteten, trägen, äquivalenten Elementen. Solche Verfahren werden vorteilhaft von vielen Verfassern benutzt (z.B. [3]).

Wendet man dieses Verfahren an, dann lassen sich einfache Beziehungen für die statischen Parametern der nichtlinearen nichtträgen aber als träge betrachteten Elementen, feststehlen [4]. So: a) ein nichtlinearer träger Widerstand läßt sich folgendermaßen berechnen :

$$R = a_1 + \frac{3}{4} a_3 I_m^2, \quad (a_1 > 0,\ a_3 \gtrless 0), \tag{1}$$

b) die induktive statische Reaktanz einer nichtlinearen, trägen Spule mit der Beziehung

$$X_L = b_1\omega - \frac{3}{4} b_3\, \omega\, I_m^2, \quad (b_1 > 0,\ b_3 \gtrless 0), \tag{2}$$

c) die kapazitive statische Reaktanz eines nichtlinearen trägen Kondensator mit der Beziehung

$$X_C = \frac{c_1}{\omega} + \frac{3c_3}{4\omega^3} I_m^2, \quad (c_1 > 0,\ c_3 \gtrless 0), \tag{3}$$

wobei I_m die Amplitude und ω — die Kreisfrequenz des sinusförmigen, durch den nichtlinearen, trägen, betrachteten Element fliessenden Stroms bedeuten.

Weil der Arbeitzustand des untersuchten Netzwerkes stationär und sinusförmig ist, hängt die Bestimmung der Bedingungen der Wirkleistungsübertragung mit einem maximalen Wirkunsgrad durch den linearen, Vierpol zum nichtlinearen trägen Verbraucher mit den selben Problem im Falle eines linearen Verbrauchers, zusammen. Es wird ein zweitoriger, linearer, passiver und gegenseitiger Vierpol mit den Gleichungen:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix} \tag{4}$$

angenommen, wobei:

$$\det |\underline{A}_{st}| = 1, \ (s,t = 1, 2). \tag{5}$$

Die Parametern des linearen Verbrauchers, die der Wirkleistungsübertragung mit maximalen Wirkungsgrad entsprechen, wurden von P o l i w a n o w [5] bestimmt und sind die Folgenden:

$$R_{2\eta_{\max}} = \frac{\sqrt{[\mathcal{R}_e\,(\underline{A}_{11}\,\underline{A}^*_{22} + \underline{A}_{12}\,\underline{A}^*_{21})]^2 - 1}}{2\mathcal{R}_e(\underline{A}_{11}\,\underline{A}^*_{21})}, \quad X_{2\eta_{\max}} = -\frac{\mathcal{I}_m\,(\underline{A}^*_{11}\,\underline{A}_{22} + \underline{A}_{12}\,\underline{A}^*_{21})}{2\mathcal{R}_e(\underline{A}_{11}\,\underline{A}^*_{21})}. \tag{6}$$

2. Satz der Wirkleistungsübertragung mit maximalem Wirkungsgrad durch einen linearen Vierpol der einem nichtträgen, aber träge betrachteten Verbraucher speist

Berücskichtigend, daß die statischen Parametern des nichtlinearen trägen Verbrauchers Funktionen der Erregungsamplitude sind:

$$R_2 = R_2\,(A_m), \ X_2 = X_2\,(A_m), \tag{7}$$

wobei A_m die Spannung- oder Stromamplitude ist, werden die Bedingungen (6):

$$\begin{cases} R_2\,(A_m) = \dfrac{\sqrt{[\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22} + A_{12}A^*_{21})]^2 - 1}}{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\,\underline{A}^*_{21})}, \\ X_2\,(A_m) = -\dfrac{\mathcal{I}m\,(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{22} + \underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})}{2\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21})}. \end{cases} \tag{8}$$

Wird der Fall aus Abb. 1 betrachtet, dann ist es vorteilhaft die Verbrauchersparametern R_2, X_2 als Funktionen der Stromamplitude, I_{2m}, zu ausdrücken, um die Gleichungen (1) ... (3) verwenden zu können. In diesen Bedingungen kann man den folgenden Satz abfassen:

S a t z d e r W i r k l e i s t u n g s ü b e r t r a g u n g m i t m a x i m a l e n W i r k u n g s g r a d d u r c h e i n e n l i n e a r e n V i e r p o l z u e i n e m n i c h t l i n e a r e n, t r ä g e n, i n s t a t i o n ä r e m s i n u s f ö r m i g e n Z u s t a n d a r b e i t e n d e n V e r b r a u c h e r. *Die notwendigen und hinreichenden Bedigungen damit ein zweitoriger, linearer, gegenseitiger, passiver Vierpol einem nichtlinearen, trägen, passiver Verbraucher in stationären sinusförmigen Zustand, die Wirkleistung mit maximalem Wirkungsgrad übertragt, sind, daß die Gleichungen:*

$$\rho\,(I_{2m}) = 0, \ \xi\,(I_{2m}) = 0, \tag{9}$$

wobei

$$
(10)\quad \begin{cases} \rho(I_{2m}) = R_2(I_{2m}) - \dfrac{\sqrt{[\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22} + \underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})]^2 - 1}}{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21})}, \\[2ex] \xi(I_{2m}) = X_2(I_{2m}) + \dfrac{\mathcal{J}m(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{22} + \underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})}{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21})}, \end{cases}
$$

wenigstens eine gemeinsame reelle Wurzel zulassen.

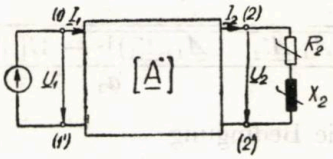


Abb. 1

B e m e r k u n g. Im Falle eines linearen Vierpoles, der einem passiven linearen Verbraucher speisst, existiert ein einziger Arbeitszustand (stationär, sinusförmig) in dem sich die Wirkleistung mit maximalem Wirkungsgrad übertragt. Ist der Verbraucher nichtlinear und träge, dann bestehen entweder mehrere solche Zustände, oder keiner.

3. Der allgemeine Fall

Betrachtet wird ein zweitoriger, linearer, passiver, gegenseitiger Vierpol, der im stationären sinusförmigen Zustand einem Verbraucher, der aus einer *RLC*-Reiheschaltung besteht (Abb. 2), speist. Jedes Schaltungselement (Widerstand, Spule oder Kondensator) ist nichtlinear und träge.

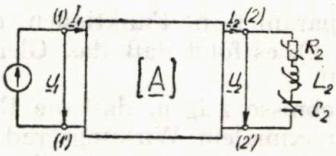


Abb. 2

Wenn man die Funktionen $R_2(I_{2m})$, $X_{L_2}(I_{2m})$, $X_{C_2}(I_{2m})$ durch die Beziehungen (1) ... (3) annähert, so werden die Ausdrücke (10):

$$
(11)\quad \begin{cases} \rho(I_{2m}) = a_1 + \dfrac{3}{4}a_3 I^2_{2m} - \dfrac{\sqrt{[\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22} + \underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})]^2 - 1}}{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21})}, \\[2ex] \xi(I_{2m}) = b_1\omega - \dfrac{c_1}{\omega} - \dfrac{3}{4}\left(b_3\omega + \dfrac{c_3}{\omega^3}\right)I^2_{2m} + \dfrac{\mathcal{J}m(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{22} + \underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})}{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21})} \end{cases}
$$

und die Gleichungen (9) nehmen den äquivalenten Form :

$$(12)\quad \begin{cases} \dfrac{3}{4} a_3 I_{2m}^2 = \dfrac{\sqrt{[\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* + \underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)]^2 - 1}}{2\mathcal{R}e\,(A_{11}\underline{A}_{21}^*)} - a_1, \\ \dfrac{3}{4}\left(b_3\omega + \dfrac{c_3}{\omega^3}\right) I_{2m}^2 = b_1\omega - \dfrac{c_1}{\omega} + \dfrac{\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{22} + \underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)}{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)}, \end{cases}$$

mit.

Die erste Gleichung nimmt die Wurzel :

$$(13)\quad I_{2m} = \frac{2}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{\sqrt{[\mathcal{R}e\,(A_{11}\underline{A}_{22}^* + \underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)]^2 - 1}/[\,[2\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)] - a_1}{a_3}}$$

an, die reell ist, wenn die Bedingung

$$(14)\quad \operatorname{sign}\left\{\frac{\sqrt{[\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* + \underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)]^2 - 1}}{2\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)} - a_1\right\} = \operatorname{sign} a_3$$

erfüllt wird.

Setzt man den Ausdruck (13) der sekundären Stromsamplitude, in (12_2) ein, so erhält man eine algebraische Gleichung in der Kreisfrequenz ω :

$$(15)\quad \begin{aligned} &\left(b_1 - \frac{b_3}{a_3}\left\{\frac{\sqrt{[\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^* + \underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)]^2 - 1}}{2\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)} - a_1\right\}\right)\omega^4 + \\ &+ \frac{\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{22} + \underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)}{2\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)}\omega^3 - c_1\omega^2 - \\ &- \frac{c_3}{a_3}\left\{\frac{\sqrt{[\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* + \underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)]^2 - 1}}{2\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)} - a_1\right\} = 0. \end{aligned}$$

Weil die Vierpolparametern Funktionen der Kreisfrequenz sind, $A_{st} = A_{st}(\omega)$, $(s, t = 1, 2)$, es folgt daß das Gleichungsgrad, im allgemeinen, ziemlich hoch ist[1]).

Die erhaltene Ergebnisse zeigen, daß die Realisierung der Wirkleistungsübertragung mit maximalem Wirkungsgrad erfolgt, in untersuchten Falle, nur wenn : a) die Bedingung (14) erfüllt ist ; b) die Kreisfrequenz der sinusförmigen Signalen eine Wurzel (reell und positiv) der Gleichung (15) ist.

4. Sonderfälle

Es wird, beispielweise, der in Abb. 3 gezeigte Fall, der prinzipiell, ein Netzwerk mit Spannungsferoresonanz, das durch einen linearen Transformator (ohne ferromagnetische Kern), gespeist wird, darstellt. In diesem Falle ist die Gleichung (9_1) nicht von der Amplitude des

[1]) Eine solche Bemerkung muß man auch in Verbindung mit die erzielte Ergebnisse in [2] zu machen.

sekundären Stromes, I_{2m}, abhängig, und aus (12_2) folgt:

$$(16)\quad I_{2m}=\frac{1}{\omega}\sqrt{\frac{2}{3\mathcal{R}_e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)b_3C_2}\,[2\mathcal{R}_e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)b_1C_2\omega^2+\mathcal{I}_m(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)C_2\omega-2\mathcal{R}_e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)]}^{1/2}.$$

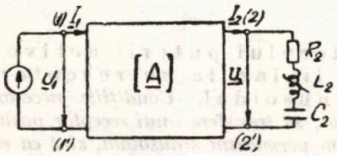


Abb. 3

Berücksichtigen die Gleichungen des linearen Transformators:

$$(17)\qquad \underline{U}_1=(R_{11}+j\omega L_{11})\,\underline{I}_1+j\omega L_{12}\underline{I}_2,\quad -\underline{U}_2=(R_{22}+j\omega L_{22})\underline{I}_2+j\omega L_{12}\underline{I}_1,$$

erhält man die folgende Matrix der grundsätzlichen (Übertragungs-) Parametern:

$$(18)\qquad [A]=\frac{1}{\omega L_{12}}\begin{bmatrix}-\omega L_{11}+jR_{11} & -\omega(R_{11}L_{22}+R_{22}L_{11})+j[R_{11}R_{22}-\omega^2(L_{11}L_{22}-L_{12}^2)]\\ j & -\omega L_{22}+jR_{22}\end{bmatrix}$$

sodaß

$$(19)\qquad \mathcal{R}_e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)=\frac{R_{11}}{\omega^2L_{12}^2},\qquad \mathcal{I}_m(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)=\frac{2R_{11}L_{22}}{\omega^2L_{12}}.$$

Der Ausdruck (16) wird

$$(20)\qquad I_{2m}=\frac{2}{\sqrt{b_3}}\sqrt{b_1+L_{22}-\frac{1}{\omega^2C_2}}\,.$$

Als Folge, um ein Übertragungszustand der Wirkleistung durch das in Abb. 3 dargestellte Netzwerk zu existieren, ist es notwendig und hinreicheind daß:

$$(21)\qquad b_3>0,\quad \omega>\frac{1}{\sqrt{C_2(b_1+L_{22})}}=\omega_2,\ \text{oder}\ b_3<0,\quad \omega<\omega_{r2};$$

mit anderen Wörter, kann dieser Zustand nur in einen Frequenzbande ($\omega\in(\omega_{r2},\infty)$ wenn $b_3>0$, $\omega\in[0,\omega_{r2})$ wenn $b_3<0$) verwirklicht werden, wobei ω_{r2} die Resonanzkreisfrequenz der sekundären Netzwerkes ist, in welcher man nur die lineare Komponente der Verbraucherinduktivität betrachtet.

Eingegangen am 20. Juli 1977

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Grundlagen der Elektrotechnik,
elektrische Messungen und Maschinen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Rosman H., *Übertragung der maximalen Wirkleistung durch nichtlineare, träge, Zweipolen, in stationären sinusförmigen Zustand.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XXI (XXV), *1–2*, s. III, 7–14 (1975).
2. Rosman H., *Die Übertragung der maximalen Wirkleistung durch lineare Vierpolen die einen nichtlinearen, trägen, in stationärem sinusförmigen Zustand Verbraucher speisen.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXII (XXVI), *1–2*, s. III, 7–16 (1976).
3. Долгинов А. И., *Резонанс в электрических цепях и системах.* ГЭИ, М.-Л. 1958, 242–254.
4. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973, Cap. 3.
5. Поливанов К. М., *О коэффициенте полезного действия передачи энергии через четырехполюсник.* Электричество, *11*, 42–44 (1949).

TRANSFERUL PUTERII ACTIVE CU RANDAMENT MAXIM PRINTR-UN CUADRIPOL LINIAR CARE ALIMENTEAZĂ UN RECEPTOR NELINIAR, INERŢIAL, ÎN REGIM PERMANENT SINUSOIDAL

(Rezumat)

Se stabileşte

Teorema transferului puterii active cu randament maxim printr-un cuadripol liniar, la un receptor neliniar, inerţial, în regim permanent sinusoidal. *Condiţiile necesare şi suficiente pentru ca un cuadripol diport liniar, reciproc, să transfere unui receptor pasiv neliniar, inerţial, puterea activă cu randament maxim, în regim permanent sinusoidal, sînt ca ecuaţiile (9) să aibă cel puţin o rădăcină reală comună, unde* $\rho(I_{2m})$, $\xi(I_{2m})$ *sînt date de (10).*

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.3.011.1 ; 530.18(075.8)

REGIMUL PERMANENT AL CIRCUITULUI *RLC* NELINIAR ŞI PARAMETRIC, ALIMENTAT CU TENSIUNE SINUSOIDALĂ

DE

MIRCEA NEMESCU

1. Se consideră un circuit *RLC*, neliniar şi parametric, serie, reprezentat în fig. 1, alimentat cu o tensiune sinusoidală $u = U_m \sin \omega t$. Pentru acest circuit poate fi scrisă relaţia :

$$Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt + \frac{d\psi}{dt} = u. \tag{1}$$

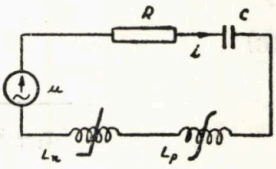


Fig. 1

Deoarece $\psi = Li$ relaţia (1) devine :

$$Ri + \frac{1}{C}\int i dt + L\frac{di}{dt} + i\frac{dL}{dt} = u. \tag{2}$$

Însă

$$L = L_n + L_p, \tag{3}$$

în care se aproximează cele două inductanţe [2], [1] cu :

$$L_n = a_1 - a_3 i^2 \text{ — inductanţa neliniară şi} \tag{4}$$

$$L_p = L_0 (1 + m \cos \Omega t) \text{ — inductanţa parametrică.} \tag{5}$$

Înlocuind relaţiile (4) şi (5) în (3) aceasta devine :

$$L = a_1 - a_3 i^2 + L_0 (1 + m \cos \Omega t). \tag{6}$$

Ţinînd seama de (6), ecuaţia (2) capătă forma :

$$R_i + \frac{1}{C}\int i\,dt + (a_1 + L_0)\frac{di}{dt} - 3a_3 i^2 \frac{di}{dt} + L_0 m \cos \Omega t \frac{di}{dt} - \\ - L_0 m \Omega \sin \Omega t \,.\, i = U_m \sin \omega t. \tag{7}$$

2. Pentru integrarea ecuaţiei (7) se aplică metoda convoluţiei complexe [2]. Aplicînd ecuaţiei (7) transformata L a p l a c e în condiţii iniţiale nule, se obţine ecuaţia operaţională :

$$
\begin{aligned}
&RI(s) + \frac{1}{Cs} I(s) + (a_1 + L_0)\, sI(s) - \\
&-3a_3 \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha - j\infty}^{\alpha + j\infty} \sigma I(\sigma) \left[\frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha - \infty}^{\alpha + j\infty} I(\sigma_1)\, I(s - \sigma - \sigma_1)\, d\sigma_1 \right] d\sigma + \\
&+ L_0 m \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha - j\infty}^{\alpha + j\infty} \frac{\sigma}{\sigma^2 + \Omega^2} (s - \sigma)\, I(s - \sigma)\, d\sigma - \\
&- L_0 m \Omega \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha - j\infty}^{\alpha + j\infty} \frac{\Omega}{\sigma^2 + \Omega^2} I(s - \sigma)\, d\sigma = U_m \frac{\omega}{s^2 + \omega^2}.
\end{aligned}
\tag{8}
$$

Se consideră ca primă aproximaţie a soluţiei ecuaţiei (8), soluţia sistemului liniar :

$$
\begin{aligned}
I_1(s) &= \frac{U_m \dfrac{\omega}{s^2 + \omega^2}}{R + \dfrac{1}{Cs} + (a_1 + L_0)\, s} = \\
&= \frac{U_m \omega s}{(a_1 + L_0)(s^2 + \omega^2) \left[s^2 + \dfrac{R}{a_1 + L_0} s + \dfrac{1}{C(a_1 + L_0)} \right]}.
\end{aligned}
\tag{6}
$$

Fie ecuaţia :

$$
s^2 + \frac{R}{a_1 + L_0} s + \frac{1}{C(a_1 + L_0)} = 0, \tag{10}
$$

ale cărei soluţii

$$
s_{1,2} = \frac{1}{2} \left[-\frac{R}{a_1 + L_0} \pm \sqrt{\frac{R^2}{(a_1 + L_0)^2} - \frac{4}{C(a_1 + L_0)}} \right]
$$

pot fi reale sau complexe şi anume: a) dacă $\Delta = R^2/(a_1 + L_0)^2 - 4/[C(a_1 + L_0)] > 0$ atunci $R^2C > 4(a_1 + L_0)$ şi rădăcinile ecuaţiei (10) sînt reale, distincte şi negative ; b) dacă $\Delta = 0$ atunci $R^2C = 4(a_1 + L_0)$ ecuaţia (10) avînd rădăcini reale, egale şi negative ; c) dacă $\Delta < 0$, atunci $R^2C < 4(a_1 + L_0)$, rădăcinile ecuaţiei sînt complex conjugate, cu parte reală negativă.

Se observă, că rădăcinile ecuaţiei (10) au totdeauna partea reală negativă. Fie β şi γ aceste rădăcini, cu care relaţia (9) poate fi scrisă, sub forma :

$$
I_1(s) = \frac{U_m \omega s}{(a_1 + L_0)(s^2 + \omega^2)(s - \beta)(s - \gamma)} \tag{11}
$$

Ţinînd seama de relaţia (11) şi de ecuaţia operaţională (8) rezultă ecuaţia integrală de convoluţie care permite obţinerea unei aproximaţii superioare :

$$
\begin{aligned}
I_2(s) = {} & \frac{U_m \omega s}{(a_1+L_0)(s^2+\omega^2)(s-\beta)(s-\gamma)} + \frac{3a_3 U_m^3 \omega^3 s}{(a_1+L_0)(s-\beta)(s-\gamma)} \times \\
& \times \frac{1}{j2\pi} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} \frac{\sigma^2}{(\sigma^2+\omega^2)(\sigma-\tau)(\sigma-\beta)} \left[\frac{1}{j2\pi} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} \frac{\sigma_1}{(\sigma_1^2+\omega^2)(\sigma_1-\gamma)(\sigma_1-\beta)} \times \right. \\
& \left. \times \frac{s-\sigma-\sigma_1}{[(s-\sigma-\sigma_1)^2+\omega^2](s-\sigma-\sigma_1-\gamma)(s-\sigma-\sigma_1-\beta)} d\sigma_1 \right] d\sigma - \\
& - \frac{L_0 m U_m \omega s}{(a_1+L_0)(s-\beta)(s-\gamma)} \cdot \frac{1}{j2\pi} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} \frac{\sigma(s-\sigma)^2}{(\sigma^2+\Omega^2)[(s-\sigma)^2+\omega^2](s-\sigma-\gamma)(s-\sigma-\beta)} d\sigma + \\
& + \frac{L_0 m U_m \Omega^2 \omega s}{(a_1+L_0)(s-\gamma)(s-\beta)} \cdot \frac{1}{j2\pi} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} \frac{s-\sigma}{(\sigma^2+\Omega^2)[(s-\sigma)^2+\omega^2](s-\sigma-\gamma)(s-\sigma-\beta)} d\sigma.
\end{aligned}
\tag{12}
$$

Aplicînd, pentru calculul integralelor, metoda reziduurilor se obţine următoarea expresie operaţională a curentului :

$$
\begin{aligned}
I_2(s) = {} & \frac{U_m \omega s}{(a_1+L_0)(s^2+\omega^2)(s-\beta)(s-\gamma)} + \frac{3a_3 U_m^3 \omega^3 s}{(a_1+L_0)(s-\beta)(s-\gamma)} \left\{ \frac{-\omega}{j2(\gamma-j\omega)(\beta-j\omega)} \times \right. \\
& \times \left[\frac{s-j2\omega}{2(\gamma-j\omega)(\beta-j\omega)[(s-j2\omega)^2+\omega^2](s-j2\omega-\gamma)(s-j2\omega-\beta)} + \right. \\
& + \frac{s}{2(\gamma+j\omega)(\beta+j\omega)(s^2+\omega^2)(s-\gamma)(s-\beta)} + \\
& + \frac{\gamma(s-j\omega-\gamma)}{(\gamma^2+\omega^2)(\gamma-\beta)[(s-j\omega-\gamma)^2+\omega^2](s-2\gamma-j\omega)(s-\gamma-\beta-j\omega)} + \\
& \left. + \frac{\beta(s-\beta-j\omega)}{(\beta^2+\omega^2)(\beta-\gamma)[(s-j\omega-\gamma)^2+\omega^2](s-2\beta-j\omega)(s-\gamma-\beta-j\omega)} \right] + \\
& + \frac{\omega}{j2(\gamma+j\omega)(\beta+j\omega)} \left[\frac{s}{2(\gamma-j\omega)(\beta-j\omega)(s^2+\omega^2)(s-\gamma)(s-\beta)} + \right. \\
& + \frac{s+j2\omega}{2(\gamma+j\omega)(\beta+j\omega)[(s+j2\omega)^2+\omega^2](s-\gamma+j2\omega)(s-\beta+j2\omega)} + \\
& + \frac{\gamma(s-\gamma+j\omega)}{(\gamma^2+\omega^2)(\gamma-\beta)[(s-\gamma+j\omega)^2+\omega^2](s-2\gamma+j\omega)(s-\gamma-\beta+j\omega)} + \\
& \left. + \frac{\beta(s-\beta+j\omega)}{(\beta^2+\omega^2)(\beta-\gamma)[(s-\gamma+j\omega)^2+\omega^2](s-2\beta+j\omega)(s-\gamma-\beta+j\omega)} \right] +
\end{aligned}
\tag{13}
$$

$$
\begin{aligned}
&+\frac{\gamma^2}{(\gamma^2+\omega^2)(\gamma-\beta)}\left[\frac{s-\gamma-j\omega}{2(\gamma-j\omega)(\beta-j\omega)[(s-\gamma-j\omega)^2+\omega^2](s-2\gamma-j\omega)(s-\beta-\gamma+j\omega)}+\right.\\
&\quad+\frac{\gamma(s-2\gamma)}{(\gamma^2+\omega^2)(\gamma-\beta)[(s-2\gamma)^2+\omega^2](s-3\gamma)(s-2\gamma-\beta)}+\\
&\quad+\frac{s-\gamma+j\omega}{2(\gamma+j\omega)(\beta+j\omega)[(s-\gamma+j\omega)^2+\omega^2](s-2\gamma+j\omega)(s-\gamma-\beta+j\omega)}+\\
&\quad\left.+\frac{\beta(s-\gamma-\beta)}{(\beta^2+\omega^2)(\beta-\gamma)[(s-2\gamma)^2+\omega^2](s-\gamma-2\beta)(s-\beta-2\gamma)}\right]+\frac{\beta^2}{(\beta^2+\omega^2)(\beta-\gamma)}\times\\
&\quad\times\left[\frac{s-\beta-j\omega}{2(\gamma-j\omega)(\beta-j\omega)[(s-\beta-j\omega)^2+\omega^2](s-\beta-\gamma-j\omega)(s-2\beta-j\omega)}+\right.\\
&\quad+\frac{s-\beta+j\omega}{2(\gamma+j\omega)(\beta+j\omega)[(s-\beta+j\omega)^2+\omega^2](s-\gamma-\beta+j\omega)(s-2\beta+j\omega)}+\\
&\quad+\frac{\gamma(s-\gamma-\beta)}{(\gamma^2+\omega^2)(\gamma-\beta)[(s-\gamma-\beta)^2+\omega^2](s-2\gamma-\beta)(s-2\beta-\gamma)}+\\
&\quad\left.\left.+\frac{\beta(s-2\beta)}{(\beta^2+\omega^2)(\beta-\gamma)[(s-\beta-\gamma)^2+\omega^2](s-3\beta)(s-2\beta-\gamma)}\right]\right\}-\\
&-\frac{L_0 m U_m \omega s}{(a_1+L_0)(s-\beta)(s-\gamma)}\left[\frac{(s-j\Omega)^2}{2[(s-j\Omega)^2+\omega^2](s-\gamma-j\Omega)(s-\beta-j\Omega)}+\right.\\
&\quad\left.+\frac{(s+j\Omega)^2}{2[(s+j\Omega)^2+\omega^2](s-\gamma+j\Omega)(s-\beta+j\omega)}+\right.\\
&+\frac{L_0 m U_m \Omega^2\omega s}{(a_1+L_0)(s-\gamma)(s-\beta)}\left[\frac{s-j\Omega}{j2\Omega[(s-j\Omega)^2+\omega^2](s-\gamma-j\Omega)(s-\beta-j\Omega)}-\right.\\
&\quad\left.\left.-\frac{s+j\Omega}{j2\Omega[(s+j\Omega)^2+\omega^2](s-\gamma+j\Omega)(s-\beta+j\Omega)}\right].
\end{aligned}
\tag{13}
$$

Dezvoltînd în fracţii simple expresia (13) şi neglijînd termenii care conţin funcţii exponenţiale cu exponent negativ, se obţine pentru curentul de regim permanent expresia :

$$
\begin{aligned}
i(t)=&\frac{U_m\omega}{a_1+L_0}\left[\frac{\gamma\beta-\omega^2+j\omega(\gamma+\beta)}{2(\gamma^2+\omega^2)(\beta^2+\omega^2)}e^{j\omega t}+\frac{\gamma\beta-\omega^2-j\omega(\gamma+\beta)}{2(\gamma^2+\omega^2)(\beta^2+\omega^2)}e^{-j\omega t}\right]-\\
&-\frac{3a_3U_m^3\omega^5}{4(a_1+L_0)(\beta^2+\omega^2)(\gamma^2+\omega^2)}\left[\frac{1}{2(\beta-j\omega)^2(\gamma-j\omega)^2}e^{j\omega t}+\right.\\
&\left.+\frac{1}{2(\beta+j\omega)^2(\gamma+j\omega)^2}e^{-j\omega t}\right]-\frac{9a_3U_m^3\omega^5}{4(a_1+L_0)(\gamma-j\omega)^2(\beta-j\omega)^2}\times
\end{aligned}
\tag{14}
$$

$$\times\left[\frac{1}{2(\gamma-j3\omega)(\beta-j3\omega)(\gamma-j\omega)(\beta-j\omega)}e^{j3\omega t}-\right.$$

$$\left.-\frac{1}{2(\gamma+j3\omega)(\beta+j3\omega)(\gamma+j\omega)(\beta+j\omega)}e^{-j3\omega t}\right]+\frac{L_0mU_m\omega^2(\omega+\Omega)}{4(a_1+L_0)}\times$$

$$\times\left[\frac{1}{(\beta-j\omega)(\gamma-j\omega)[\beta-j(\omega+\Omega)][\gamma-j(\omega+\Omega)]}e^{j(\omega+\Omega)t}+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{(\beta+j\omega)(\gamma+j\omega)[\beta+j(\omega+\Omega)][\gamma+j(\omega+\Omega)]}e^{-j(\omega+\Omega)t}\right]+\frac{L_0m\Omega\omega(\omega+\Omega)}{4(a_1+L_0)}\times$$

$$\times\left[\frac{1}{(\beta-j\omega)(\gamma-j\omega)[\beta-j(\omega+\Omega)][\gamma-j(\omega+\Omega)]}e^{j(\omega+\Omega)t}+\right.$$

(14)

$$\left.+\frac{1}{(\beta+j\omega)(\gamma+j\omega)[\beta+j(\omega+\Omega)][\gamma+j(\omega+\Omega)]}e^{-j(\omega+\Omega)t}\right]+$$

$$+\frac{L_0mU_m\omega^2(\omega-\Omega)}{4(a_1+L_0)}\left[\frac{1}{(\beta-j\omega)(\gamma-j\omega)[\beta-j(\omega-\Omega)][\gamma-j(\omega-\Omega)]}e^{j(\omega-\Omega)t}+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{(\beta+j\omega)(\gamma+j\omega)[\beta+j(\omega-\Omega)][\gamma+j(\omega-\Omega)]}e^{-j(\omega+\Omega)t}\right]-$$

$$-\frac{L_0mU_m\Omega\omega(\omega-\Omega)}{4(a_1+L_0)}\left[\frac{1}{(\beta-j\omega)(\gamma-j\omega)[\beta-j(\omega-\Omega)][\gamma-j(\omega-\Omega)]}e^{j(\omega-\Omega)t}+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{(\beta+j\omega)(\gamma+j\omega)[\beta+j(\omega-\Omega)][\gamma+j(\omega-\Omega)]}e^{-j(\omega-\Omega)t}\right].$$

După o regrupare convenabilă a termenilor se găsește în definitiv relația :

$$i(t)=\left\{\frac{U_m\omega}{(a_1+L_0)(\beta^2+\omega^2)(\gamma^2+\omega^2)}-\frac{3a_3U_m^3\omega^5}{4(a_1+L_0)(\beta^2+\omega^2)(\gamma^2+\omega^2)}\times\right.$$

$$\left.\times\frac{1}{[(\beta^2-\omega^2)^2+4\beta^2\omega^2][(\gamma^2-\omega^2)^2+4\gamma^2\omega^2]}\right\}\times$$

$$\times\{[\gamma\beta-\omega^2-(\beta^2-\omega^2)(\gamma^2-\omega^2)+4\beta\gamma\omega^2]\cos\omega t-$$

$$-[\omega(\gamma+\beta)+2\beta\omega(\gamma^2-\omega^2)+2\gamma\omega(\beta^2-\omega^2)]\sin\omega t\}-$$

(15)

$$-\frac{9a_3U_m^3\omega^5}{4(a_1+L_0)[(\gamma\beta-9\omega^2)+9\omega^2(\gamma+\beta)^2][(\gamma\beta-\omega^2)^2+\omega^2(\gamma+\beta)^2]}\times$$

$$\times\{[(\gamma\beta-9\omega^2)(\gamma\beta-\omega^2)-3\omega^2(\gamma+\beta)^2]\cos 3\omega t-$$

$$-[\omega(\gamma+\beta)(\gamma\beta-9\omega^2)+3\omega(\gamma+\beta)(\gamma\beta-\omega^2)]\sin 3\omega t\}+$$

$$+\frac{L_0mU_m\omega(\omega+\Omega)^2}{2(a_1+L_0)(\beta^2+\omega^2)(\gamma^2+\omega^2)[\beta^2+(\omega+\Omega)^2][\gamma^2+(\omega+\Omega)^2]}\times$$

$$\times\{[(\beta\gamma-\omega^2)(\beta\gamma-\omega^2-\Omega^2-2\omega\Omega)-\omega(\omega+\Omega)(\beta+\gamma)^2]\cos(\omega+\Omega)t-$$

$$-[\omega(\beta+\gamma)(\beta\gamma-\omega^2-\Omega^2-2\omega\Omega)+(\omega+\Omega)(\beta+\gamma)(\beta\gamma-\omega^2)]\sin(\omega+\Omega)t\}+$$

$$(15)\qquad +\frac{L_0 m U_m \omega(\omega-\Omega)^2}{2(a_1+L_0)(\beta^2+\omega^2)(\gamma^2+\omega^2)[\beta^2+(\omega-\Omega)^2][\gamma^2+(\omega-\Omega)^2]}\times$$

$$\times\{[(\beta\gamma-\omega^2)(\beta\gamma-\omega^2-\Omega^2+2\omega\Omega)-\omega(\omega-\Omega)(\beta+\gamma)^2]\cos(\omega-\Omega)t-$$

$$-[\omega(\beta+\gamma)(\gamma\beta-\omega^2-\Omega^2+2\omega\Omega)+(\omega-\Omega)(\beta+\gamma)(\beta\gamma-\omega^2)]\sin(\omega-\Omega)t\}.$$

Relaţia (15), printr-o transformare simplă, poate fi pusă sub forma

$$(16)\qquad \begin{aligned} i(t) &= A_1\cos(\omega t+\varphi_1)-A_2\cos(3\omega t+\varphi_2)+\\ &+A_3\cos[(\omega+\Omega)t+\varphi_3]+A_4\cos[(\omega-\Omega)t+\varphi_4], \end{aligned}$$

unde $A_1,\ldots,A_4$ şi $\varphi_1,\ldots,\varphi_4$ pot fi determinaţi fără greutate.

Concluzii

Metoda de calcul propusă permite obţinerea unei soluţii analitice pentru circuitul neliniar şi parametric. Soluţia obţinută evidenţiază spectrul de armonici al curentului şi dependenţa amplitudinilor acestora cît şi a fazelor lor iniţiale de parametrii circuitului şi de tensiunea de alimentare, precizia soluţiei depinzînd de ordinul iteraţiei.

Primită la 10 decembrie 1976

Intitutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizări electrice şi automatizări.

BIBLIOGRAFIE

1. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973
2. Stănciulescu Fl., *Analiza şi simularea sistemelor neliniare.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1974
3. Marinescu M., Postelnicu P., *Autoexcitaţia parametrică „compusă" în circuite electrice cu mai multe grade de libertate şi aplicaţiile ei.* Buletin şt. Acad. R.P.R., seria Şt. Tehn., IV, *1–2* (1952).
4. Şabac Gh., *Matematici speciale.* EDP, Buc., 1965.

UNTERSUCHUNG DES STATIONÄREN VORGANGS DES *RLC*, NICHTLINEAREN, PARAMETRISCHEN, SINUSFÖRMIGERREGTEN KREISES

(Zussammenfassung)

Unter Verwendung der Methode der komplexen Konvolution wird ein Rechenverfahren des stationaren Vorgangs eines nichtlinearen, parametrischen *RLC* Kreises vorgeführt.

Die erhaltene Lösung ermöglicht die Abschätzung des Oberwelleninhalts, der Amplituden und Phasen von den Kreisparametern und der Speisespannung.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTROTEHNICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.3.01 (075)

THE x-CONTROLLED LINEAR TRANSFORMATION CONVERTER

BY

LIVIU GORAŞ and C. MIRCEA

1. Introduction

The linear transformation converter (LTC) introduced by C h u a [1] represents a generalization of the concepst of rotator, reflector and scalor as two-ports and as $2n$-ports too.

The main result concerning the LTC is that a large class of voltage-controlled (current-controlled) resistive nonlinear n-ports can be realized using a $2n$-port LTC and a homeomorphic resistive n-port.

The aim of this paper is to study the possibility of controlling, by an electrical variable x, the parameters of the transmission matrix of the LTC in order to be able to synthesize an x-controlled LTC (x-LTC) with prescribed transmission parameters dependence with respect to the controlling variable. This would lead to the capability of synthesizing voltage-controlled (current-controlled) nonlinear-parametric resistive n-ports, a problem that will approached in another paper.

2. Definition and Realization of the x-LTC*)

The resistive, inductive and capacitive LTC-s are linear 2-ports characterized respectively by the nonsingular real transmission matrixes :

$$T_R = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}, \quad T_L = \begin{bmatrix} A & pB \\ C/p & D \end{bmatrix}, \quad T_C = \begin{bmatrix} A & B/p \\ pC & D \end{bmatrix} \tag{1}$$

and have properties and realizations izomorphic to each other. Different basic circuit realizations of the LTC contain linear resistors and no more than two linear controlled sources [1].

A LTC can be controlled if the parameters of the transmission matrix become functions of a new variable applied at a third port. This leads to the following

D e f i n i t i o n . The resistive, inductive and capacitive x-LTC-s are nonlinear 3-ports characterized respectively by the following nonsingular transmission matrixes between ports *1* and *2* :

*) Only 2-port LTC-s and x-LTC-s will be considered. The generalization follows immediately from [1].

$$(2)\ T_{R-x}=\begin{bmatrix} A(x) & B(x) \\ C(x) & D(x) \end{bmatrix},\ T_{L-x}=\begin{bmatrix} A(x) & pB(x) \\ C(x)/p & D(x) \end{bmatrix},\ T_{C-x}=\begin{bmatrix} A(x) & B(x)/p \\ pC(x) & D(x) \end{bmatrix}.$$

The functions $A(x), \ldots, D(x)$ can be of class C^0 and must satisfy the relation

$$(3) \qquad (x) = A(x)\,D(x) - B(x)\,C(x) \neq 0, \quad \forall x \in (x_1, x_2),$$

where x can be a voltage or a current, variable in a certain range (x_1, x_2) for which (3) is true.

Six of the many possible realizations of the LTC using linear resistors and controlled sources are given in [1] both with other four cascade configurations based on the factorization theorem proved in the same paper. The resistors and the coefficients of the controlled sources are functions of the transmission parameters.

The realization of the x-LTC follows immediately and consists in replacing the coefficients A, B, C, D by functions of the controlling variable. In Fig. 1 two examples of LTC-s realizations are shown; if $A, \ldots, D$, Δ, R_1, R_2, R_3, k_i become $A(x), \ldots, D(x)$, $\Delta(x)$, $R_1(x)$, $R_2(x)$, $R_3(x)$, $k_i(x)$,

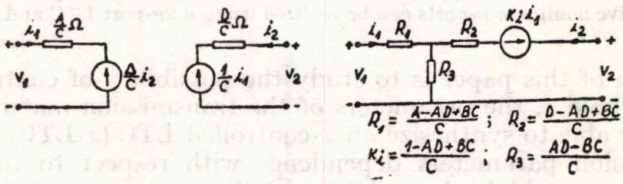


Fig. 1

two x-LTC realizations will be obtained. This means that the resistors and the coefficients of the controlled sources become functions of the controlling variable. Hence, for the physical realization of the x-LTC, x-controlled resistors and double-controlled sources are necessary. For some particular realizations these elements must be floating.

3. Realization of the Double Controlled Sources and x-Controlled Resistors

If we reffer to the models derived from Fig. 1 and for simplicity make the following notations:

$$(4) \qquad \frac{A(x)}{C(x)} = \mathcal{F}_1(x),\ \frac{D(x)}{C(x)} = \mathcal{F}_2(x),\ \frac{\Delta(x)}{C(x)} = \tilde{\mathcal{F}}_1(x),\ \frac{1}{C(x)} = \tilde{\mathcal{F}}_2(x),$$

it is obvious that $C(x)$ must satisfy

$$(5) \qquad C(x) \neq 0, \quad \forall x \in (x_1, x_2).$$

It follows that the basic problems are to synthesize double-controlled sources of the form

(6) $$u(x, y) = \mathcal{F}(x) \cdot y$$

and linear x-controlled resistors of the form

(7) $$R(x) = \mathcal{F}(x),$$

where u, x, y can be voltages or currents. As it is well-known, any voltage-controlled source can be easily transformed in a current-controlled source and vice-versa [2]; this enables us to consider here u, x and y as voltages only.

a) A possible circuit model for a controlled voltage source of the form

(8) $$u = kx'y$$

is shown in Fig. 2 *a*. In fact it is an analogue multiplier built of linear controlled sources and square-law resistors. For the physical realization the use of the integrated multiplier seems to be the most convenient solution [3] (Fig. 2 *b*).

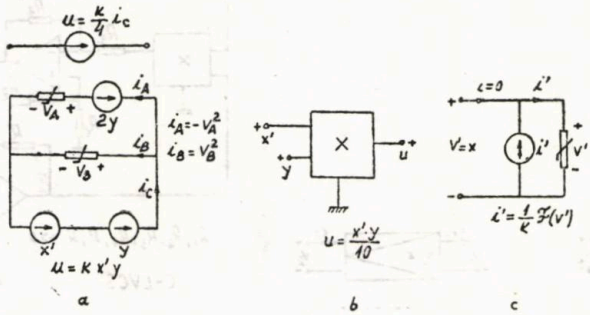


Fig. 2

Relation (6) can be obtained using in addition the circuit shown in fig. 2 *c* [4], where the characteristic of the nonlinear resistor must coincide (up to an arbitrary constant) with the function $\widetilde{\mathcal{F}}(x)$. It is clear that the source satisfies relation (6) if $x' = i'$.

b) The realization of an x-controlled resistor of the form (7) can be obtained using a new concept which, in fact, is a particular case of the x-LTC : the linear x-controlled scalor (LxCS).

The linear x-controlled scalor can be defined as a nonlinear three-port characterized by the following transmission matrix between port *1* and *2* :

(9) $$T_{1-2}(x) = \begin{bmatrix} k_i x & 0 \\ 0 & k_i x \end{bmatrix},$$

where x can be a voltage or a current applied at the 3-rd port that is an open-circuit or a short-circuit respectively.

The voltage linear x-controlled scalor (V-LxCS) and the current linear x-controlled scalor (C-LxCS) are characterized by the transmission matrixes :

$$T^{V}_{1-2}(x) = \begin{vmatrix} k_v x & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}, \quad T^{C}_{1-2}(x) = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k_i x \end{vmatrix}. \tag{10}$$

Exemples of V-LxCS-s and C-LxCS-s realizations are given in Fig. 3. Various other realizations are readily obtainable from [5].

For a V-LxCS (C-LxCS) loaded at port *2* with a one port of impedance $Z_2(s)$ (admittance $Y_2(s)$) it is evident that the impedance $Z_1(s)$ (admittance $Y_1(s)$) at port *1* is :

$$Z_1(s) = k_v x Z_2(s), \quad (Y_1(s) = k_i x Y_2(s)). \tag{11}$$

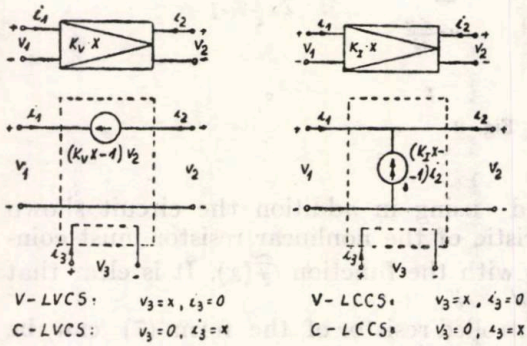


Fig. 3

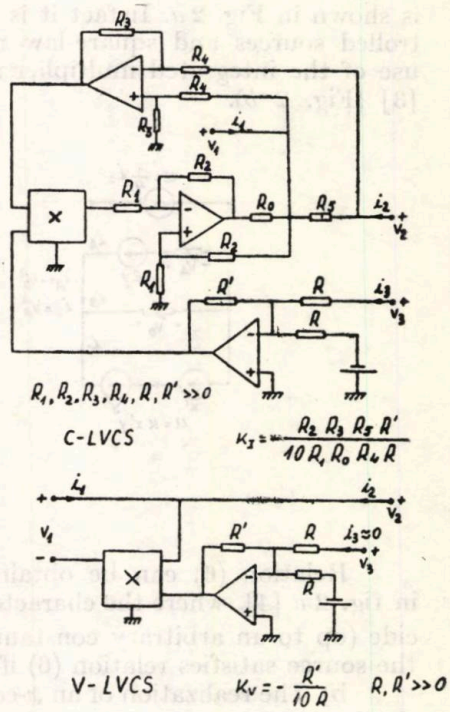


Fig. 4

If $Z_2(s) = R$ or $Y_2(s) = G$, an x-controlled resistance or conductance has been obtained. It follows that any x-controlled resistance, $R = ax$, can be obtained using the V-LxCS loaded at port *2* or the C-LxCS loaded at port *1* and any conductance $G = a'x$, using the C-LxCS loaded at port *2* or the V-LxCS loaded at port *1*, as it is obvious from (11) that, when linear elements are used, a C-LxCS (V-LxCS) can be replaced by a V-LxCS (C-LxCS) with the ports changed. Nonlinear relations $R(x)$ or eventually $G(x)$ can be obtained using a LxCS in connection with a

circuit of the type shown in Fig. 2 *c*. At port x a voltage proportional to the current i' will be applied while the characteristic of the nonlinear resistor must be $i' = (1/k)\mathcal{F}(v')$. Two possible realizations of a V-LVCS and a C-LVCS using the monolythic multiplier are shown in Fig. 4. (The d.c. sources are necessary to eliminate the voltage offsets).

It has been pointed out that floating elements must be used for some realizations. The solution suggested here consist in the use of two grounded gyrators terminated with the desired controlled element [6], [7] which must be grounded too.

4. Conclusions

The possibility of controlling the parameters of the LTC after arbitrary independent functions have been analized. It was shown that grounded or floating x-controlled resistors and sources controlled by two variables are necessary and their realization was proposed. Even the realizations may seem rather complicated, the availability of integrated operational amplifiers, multipliers and even gyrators considerably simplifies the physical realization.

The existence of a building block as the x-LTC makes possible the realization of a large class of current-controlled (voltage-controlled) nonlinear — parametric n-port resistors based on the results proved in [1].

Received, August 29, 1977

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics
and Computers

REFERENCES

1. Chua L.O., *Linear Transformation Converter and its Applications to the Synthesis of Nonlinear Networks.* IEEE Trans., Circuit Theory, **CT—17**, *4*, 584—594 (1970).
2. Chua L. O., *Introduction to Nonlinear Network Theory.* Mc Graw Hill, New-York, 1969.
3. Malik N. R., Jackson G.L., Kim Y. S., *Theory and Applications of Resistor, Linear Controlled Resistor, Linear Controlled Conductor Networks.* IEEE Trans., Circuits and Systems, **CAS-23**, 222—228 (1976).
4. Lam Y. F., *Comment on „Modeling of Three Terminal Devices: A Black-Box Approach".* IEEE Trans., Circuits and Systems (Correspondance), **CAS-21**, 807—809 (1974).
5. Chua L. O., *Synthesis of New Nonlinear Network Elements.* Proc. IEEE, **56**, 1 325—1 340 (1968).
6. Holt A. G. J., *Method of Replacing Ungrounded Inductors by Grounded Gyrators.* Electronics Lett., **1**, *4*, 105 (1965).
7. Newcomb R. W., Anderson B. D. O., *Gyrator and State-Variable Results for Linear Integrated Circuits.* Proc. IREE, 143—150 (1968).

CONVERTORUL LINIAR DE TRANSFORMARE x-COMANDAT

(Rezumat)

Se defineşte convertorul liniar de transformare x-comandat (x fiind o tensiune sau un curent) caracterizat prin proprietatea că elementele matricei de transmisie a convertorului sînt funcţii de variabila x. Se prezintă cîteva realizări posibile ale acestui bloc funcţional utilizînd pentru realizarea rezistoarelor x-controlate necesare şi a surselor controlate de doi parametri, amplificatoare operaţionale şi multiplicatoare analogice integrate.

circuit of the type shown in Fig. 2 a–A1 port a a voltage proportional to the current i will be applied while the characteristic of the nonlinear resistor must be $i = (1/k)\varphi(v)$. Two possible realizations of a V-LVCS and a C-LVCS using the monolythic multiplier are shown in Fig. 4. (The d.c. sources are necessary to eliminate the voltage offsets).

It has been pointed out that floating elements must be used for some realizations. The solution suggested here consist in the use of two grounded gyrators terminated with the desired controlled element [6], [7] which must be grounded too.

4. Conclusions

The possibility of controlling the parameters of the LTC offers a library independent functions have been realized. It was shown that grounded floating controlled resistors and so-called controlled by two variables are necessary and their realization was proposed. Now the realizations may seem rather complicated. The availability of integrated operational amplifiers, multipliers and even gyrators considerably simplifies the physical realization.

The existence of a building block as the C-LTC makes possible the realization of a large class of current-controlled (voltage-controlled) nonlinear – parametric n-port resistors based on the results proved in [1].

Received, August 23, 1977

Polytechnic Institute, Iassy,
Department of Electronics
and Computers

REFERENCES

1. Chua L.O., Linear Time-Invariant Concepts and the Application to the Synthesis of Nonlinear Networks, IEEE Trans. Circuit Theory, CT-17, 4, 384–394 (1970).
2. Chua L.O., Introduction to Nonlinear Network Theory, McGraw-Hill, New-York, (1969).
3. Malik N.R., Lawson G.L., Kim Y.S., Theory and Applications of Nonlinear Linear (Controlled Nonlinear Linear Controlled Resistor Network), IEEE Trans. Circuits and Systems, CAS-24, 229–234 (1976).
4. Lam Y.F., Comment on „Modeling of Three Terminal Devices by Nonlinear Resistors", IEEE Trans. Circuits and Systems (Correspondence), CAS-21, 407–408 (1974).
5. Chua L.O., Synthesis of New Nonlinear Network Elements, IEEE Proc. 56, 1, 1325–1340 (1968).
6. Horiuchi A., Method of Realizing Controlled Inductors by Grounded Gyrators, Electronics Lett., 1, 4, 96 (1965).
7. Newcomb R.W., Anderson B.D.O., Gyrator and Variable Resistor for Linear Integrated Circuits, Proc. IEEE, 55, 1, 120 (1967).

CONVERTOR NELINIAR DE TRANSFORMARE A COMANDEI

(Conținut)

Se definește convertorul liniar de transformare – elementul (a fiind o tensiune v_a la ieșirea unui circuit caracteristic prin proiectare cu elemente nelineare) de transmisie a rezistenței sint funcții de variabila v_a. Se prezintă câteva realizări posibile ale acestui bloc funcțional, utilizînd pentru realizarea rezistoarelor controlate necesare și a sursei controlate de doi parametri, amplificatoare operaționale și multiplicatoare analogice integrate.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 621.317.374

APPARATUR ZUR MESSUNG DES REALTEILS DER KOMPLEXEN DIELEKTRIZITÄTSKONSTANTE

VON

M. CREŢU und HEINZ KRONMÜLLER

1. Einleitung

Hinsichtlich ihrer elektrischen Eigenschaften unterscheiden sich die Dielektrika quantitativ sehr erheblich und zwar durch die Dielektrizitätskonstante als Materialkonstante. Ändert sich die elektrische Feldstärke **E** nach der Gleichung $\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 e^{j\omega t}$, dann ändert sich bei einem realen Dielektrikum die Verschiebungsdichte mit der Zeit nicht in gleicher Phase, so daß zwischen **E** und **D** eine Phasendifferenz entsteht. Es gilt $\mathbf{D} = \mathbf{D}_0 e^{j(\omega t - \delta)}$. Der Winkel δ beschreibt die Verlustleistung eines Dielektrikums.

Im allgemeinen drückt man die Dielektrizitätskonstante eines verlustbehafteten Dielektrikums durch eine komplexe Größe $\underline{\varepsilon}$ aus:

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon''.$$

Dabei sind ε' und ε'' von der Frequenz, der Temperatur und der Wechselfedlstärke abhängig.

Um das Verhalten von Bauelementen in elektronischen Netzwerken zu beschreiben, verwendet man häufig das Parallelersatzschaltbild gemäß Abb. 1.

Da die komplexe Impedanz des verlustbehafteten Kondensators C_x und die Parallelersatzschaltung identisch sein müssen, kann sofort die folgende Gleichung angeschrieben werden:

$$j\omega C_{vak}(\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'') = \frac{1}{R_C} + j\omega C,$$

wobei: C_{vak} — die Vakuumkapazität des Kondensators, R_C — der Parallelverlustwiderstand, C — die verlustlose Kapazität der Ersatzschaltung ist. ε_r' und ε_r'' sind die relativen Komponenten der komplexen Dielektrizitätskonstante.

Durch Auflösen der obigen Gleichung erhält man:

$$\varepsilon_r' = \frac{C}{C_{vak}}, \qquad \varepsilon_r'' = \frac{1}{R_C \omega C_{vak}}.$$

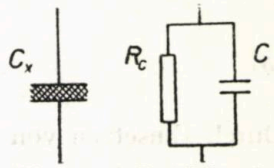


Abb. 1 — Parallelersatzschaltbild eines Kondensators mit verlustbehaftetem Dielektrikum.

Aus diesem Grund bezeichnet man als Realteil der relativen Dielektrizitätskonstanten ε_r' eines Stoffes das Verhältnis der verlustlosen Kapazität mit diesem Stoff als Isolator zu seiner Kapazität im Vakuum (geometrische Kapazität).

In der Praxis kann man die Kapazität in Luft C_0 statt der Kapazität im Vakuum einsetzen und erhält schließlich:

$$\varepsilon_r' = \frac{C}{C_0}.$$

2. Prinzip der Methode

Wir betrachten zwei M e i ß n e r-Oszillatoren, einen mit verlustbehafteter Kapazität C_x, welche durch eine Parallelersatzschaltung ersetzt ist (Abb. 2), sowie einen mit verlustloser Kapazität C_0, welche mit der

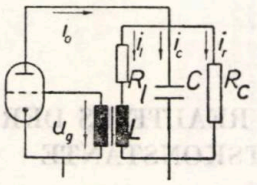


Abb. 2.–M e i ß n e r–Schaltung mit verlustbehafteter Kapazität.

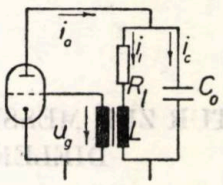


Abb. 3.–M e i ß n e r–Schaltung mit verlustloser Kapazität.

Vakuumkapazität des verlustbehafteten Kondensators identisch ist (Abb. 3). Alle anderen Elemente der beiden Oszillatoren sollen übereinstimmen. Zur Berechnung des Einschwingvorganges bei einer M e i ß n e r-Schaltung [3] mit verlustbehafteter Kapazität (Abb. 2) gelten folgende Gleichungen :

$$(2)\quad \begin{cases} i_a = i_L + i_C + i_R, \quad i_a = S(u_g + Du_a), \quad i_C = -C\dfrac{\mathrm{d}u_a}{\mathrm{d}t}, \\ i_R = -\dfrac{u_a}{R_C}, \quad u_a = -R_L i_L - L\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}, \quad u_g = -M\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}, \quad SDR_i = 1, \end{cases}$$

wobei S, R_i und D die Kennwerte der Triode sind.

Wir können weiter schreiben

$$(3)\quad \begin{cases} i_a = Su_g + \dfrac{u_a}{R_i} = -SM\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} - \dfrac{1}{R_i}\left(R_L i_L + L\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}\right), \\ i_a = -\left(\dfrac{L}{R_i} + SM\right)\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} - \dfrac{R_L}{R_i} i_L, \quad \dfrac{\mathrm{d}u_a}{\mathrm{d}t} = -\left(R_L\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} + L\dfrac{\mathrm{d}^2 i_L}{\mathrm{d}t^2}\right), \end{cases}$$

$$(4)\quad i_C = -C\frac{\mathrm{d}u_a}{\mathrm{d}t} = C\left(R_L\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} + L\frac{\mathrm{d}^2 i_L}{\mathrm{d}t^2}\right),$$

$$(5)\quad i_R = -\frac{u_a}{R_C} = \frac{L}{R_C}\cdot\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} + \frac{R_L}{R_C} i_L.$$

Durch Einsetzen von (3) ... (5) in Gleichung (2) ergibt sich

$$LC\frac{\mathrm{d}^2 i_L}{\mathrm{d}t^2} + \left(\frac{L}{R_i} + SM + R_L C + \frac{L}{R_C}\right)\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} + \left(\frac{R_L}{R_i} + \frac{R_L}{R_C} + 1\right) i_L = 0.$$

Diese Gleichung wird gelöst durch den Ansatz

$$i = I_0\, \mathrm{e}^{-\delta t} \cos \omega t,$$

wobei δ die Dämpfungskonstante ist und ω die Frequenz der Schwingungen :

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}\left(1 + \frac{R_L}{R_i} + \frac{R_L}{R_C}\right) - \delta^2}.$$

Bei Erzeugung ungedämpfter Schwingungen muß gelten $\delta = 0$. Die Frequenz der Schwingungen wird dann:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}\left(1 + \frac{R_L}{R_i} + \frac{R_L}{R_C}\right)}. \tag{6}$$

Im zweiten Fall, wenn die Kapazität des Schwingungskreiees (Abb. 4) verlustlos ist, erhält man analog dazu [3]:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_0}\left(1 + \frac{R_L}{R_i}\right)}.$$

Für das Frequenzverhältnis ω_0/ω ergibt sich

$$\frac{\omega_0}{\omega} = \sqrt{\frac{C\,(1 + R_L/R_i)}{C_0(1 + R_L/R_i + R_L/R_C)}}. \tag{7}$$

Wir nehmen an, daß C_x und C_0 Plattenkondensatoren sind, wobei die aktiven Flächen bzw. die Abstände zwischen den Platten gleich sind. Wir unterstellen außerdem, daß zwischen den Platten des Kondensators C_x das Prüfobjekt und zwischen den Platten des Kondensators C_0 Luft als Isolator liegt.

Da C die verlustlose Kapazität der Ersatzschaltung des Kondensators C_x ist, können wir schreiben:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r' S}{d} \text{ und } C_0 = \frac{\varepsilon_0 S}{d}. \tag{8}$$

Dabei sind S und d die aktiven Flächen bzw. die Abstände zwischen den Platten.

Durch Einsetzen von (8) in (7) erhält man

$$\varepsilon_r' = \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \cdot \frac{1 + R_L/R_i + R_L/R_C}{1 + R_L/R_i}. \tag{9}$$

Da R_L gegenüber R_i und R_C sehr klein ist, gilt mit guter Näh rung

$$\varepsilon_r' = \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2. \tag{10}$$

Somit ist der Realteil der relativen Dielektrizitätskonstanten des Prüfstückes nur vom Frequenzverhältnis der Oszillographen abhängig. Auf dieser Tatsache beruht das im Anschluß beschriebene Meßprinzip.

3. Beschreibung der Meßschaltung (Abb. 4)

Die wichtigsten Teile der Schaltung sind die beiden sinusoidalen Meißner-Oszillatoren, deren Elemente bis auf die Kapazitäten C_0 und C_x identisch sein müssen. Wegen der erforderlichen Identität benutzen wir zwei elektronische Röhren ECC81. Die Rückkoplung erfolgt über zwei identische Transformatoren, deren Primärwicklungen zusammen mit den Kondensatoren C_0 oder C_x den frequenzbestimmenden Schwingkreis darstellen. Die anderen Triodenteile der Röhren werden als getrennte Verstärker benutzt (TV).

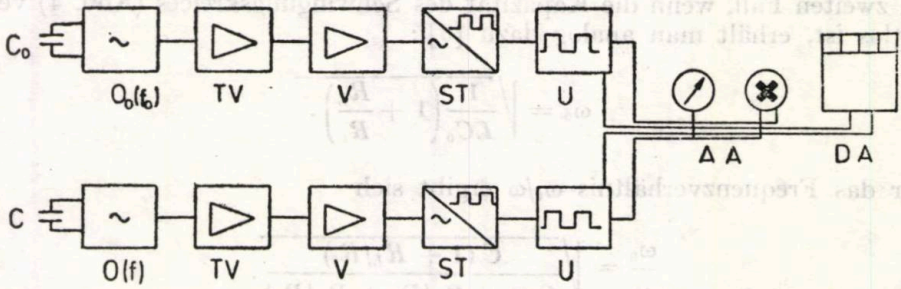


Abb. 4. — Prinzipschaltung der Apparatur: O — Oszillatoren, TV — Trennverstärker, V — Verstärker, ST — Schmitt-Trigger, U — Univibrator, AA — Analog-Anzeiger, DA — Digital-Anzeiger.

Die sinusförmigen Signale, die von den beiden Oszillatoren erzeugt werden, werden von den Verstärkerstufen verstärkt und dann an die Eingänge der Schmitt-Trigger (ST) gebracht. Um eine gute Flankensteilheit der erzeugten Impulse zu erhalten, benutzen wir hinter den Schmitt-Trigger zwei Univibratoren (U).

Alle Stufen außer den sinusoidalen Oszillatoren sind mit Transistore vom Typ BC108 aufgebaut.

Mit Ausnahme der Anodenspannungen der Trennverstärker werden die Speisespannungen für alle Schaltungsstufen fest eingestellt. Damit die Dicke des Prüfstückes sich in weiten Bereichen nicht auf das Meßergebnis auswirken kann, besteht der Meßkopf aus zwei identischen Plattenkondensatoren, deren obere Platten mit Hilfe einer Schrauben-Mutter gleichzeitig einstellbar sind (Abb. 5). Der Meßkopf wurde zuerst mechanisch sehr fein justiert, so daß der Abstand zwischen den rechten Platten gleich dem Abstand zwischen den linken Platten ist. Mithin blieben die Kapazitäten zwischen den Plattenpaaren gleich für jede Position des Einstellknopfes.

Um zu messen, wird das Prüfobjekt als Isolator zwischen dem linken Plattenpaar eingeführt und der Einstellkopf bis zur Fixierung des Prüflings und zur Beseitigung des Restluftspaltes festgedreht. Nun ist der Abstand zwischen dem rechten Plattenpaar identisch mit der Dicke des Ebeneprüfobjekts, so daß die Kapazität zwischen diesen Platten gleich mit der geometrischen Kapazität des linken Plattenpaares ist.

Auf diese Weise hat einer von beiden Oszillatoren die Kapazität (das Plattenpaar mit dem Prüfobjekt) als reaktives Element des Schwingungs-

kreises und erzeugt die Frequenz ω, das andere hat die Kapazität C_0 (das Plattenpaar mit Luft als Isolator) und erzeugt die Frequenz ω_0.

Es können ebene Prüfobjekte mit Dicken zwischen 0,1 und 10 mm gemessen werden, aber auf demselben Prinzip kann man einen Meßkopf für Flüssigkeiten herstellen.

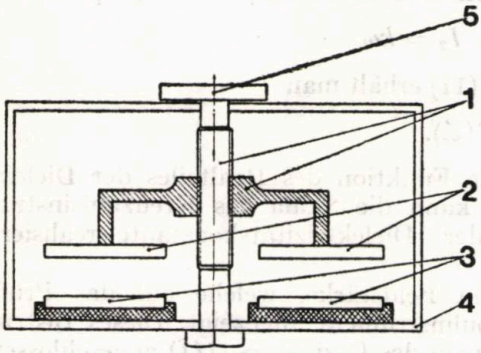


Abb. 5. — Prinzipbild des Meßkopfes: *1* — Schraube-Mutter Mechanismus, *2* — Oberplatten der Kondensatoren, *3* — Unterplatten, *4* — Elektrostatischer Schirm, *5* — Einstellknopf.

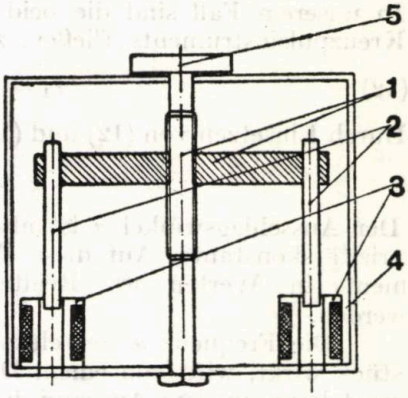


Abb. 6. — Prinzipbild für Einstellung der Induktivitäten: *1* — Schraube-Mutter Mechanismus, *2* — Ferrit-Kerne, *3* — Spulen der Oszillatoren, *4* — Magnetischer Schirm, *5* — Einstellknopf.

Da bei Plattenkondensatoren die Größe der Kapazitäten von der Dicke des Prüfstückes abhängig ist, sind die Oszillationsfrequenzen von der Dicke des Prüfstückes abhängig. Man sieht, daß die Frequenz die elektrische Feldstärke, die auf das Prüfstück einwirkt, nicht vorherbestimmt werden kann. Dieser Nachteil wird durch die Benutzung einer zweiten, gleichförmig einstellbaren Induktivitäten beseitigt (Abb. 6). Die Induktivitäten gehören zu den Schwingschaltungen der Oszillatoren. Die beiden Spulen sind fest, jedoch die Ferittkerne sind ebenfalls mit Hilfe eines Schraube-Mutter-Mechanismus gleichzeitig verstellbar.

Durch eine elektrische und mechanische Justierung kann man die Induktivitäten immer gleich groß halten, unabhängig von den Positionen der Kerne. Das heißt, durch gleichzeitige Änderung der Kernpositionen ändern sich die Induktivitäten ebenfalls gleich.

Bei gegebenen Kapazitäten C_x und C_0 kann man Frequenzen der Oszillatoren durch Veränderung der Kernpositionen modifizieren.

Auf diese Weise kann man die Frequenzabhängigkeit der Permittivität bestimmen.

Die Parameter der Schwingungskreise sind : $R_L = 19\ \Omega$, $R_i = 12\ \mathrm{K}\Omega$ und $R_C \geqslant 10^6\ \Omega$, so daß die Benutzung der annähernden Formel (10) anstelle der genauen Formel (9) einen systematischen Fehler von weniger als 0,01% bewirkt.

Um die Meßergebnisse analog anzuzeigen können wir ein Kreuzpulsinstrument benutzen, bei dem der Ausschlagwinkel α eine Funktion des

Quotienten der in den beiden Wicklungen fließenden Ströme I_1, I_2 ist. Für den Skalenverlauf ergibt sich :

$$\frac{I_1}{I_2} = f(\alpha). \tag{11}$$

In unserem Fall sind die beiden Ströme, die durch die Wicklungen des Kreuzpulsinstruments fließen, zu den Oszillationsfrequenzen proportional

$$I_1 = k\omega_1, \quad I_2 = k\omega_2. \tag{12}$$

Durch Einsetzen von (12) und (10) in (11) erhält man

$$\alpha = f(\varepsilon'_r).$$

Der Ausschlagswinkel α ist also eine Funktion des Realteiles der Dielektrizitätskonstante. Auf diese Weise kann die Skala des Kreuzpulsinstruments in Werten des Realteiles der Dielektrizitätskonstante realisiert werden.

Die Frequenz ω der elektrischen Feldstärke, welche auf das Prüfstück wirkt, wird von einem Drehspulinstrument angezeigt. Dieses Instrument kann an dem Ausgang der Kanäle des Oszillators $O(f)$ angeschlossen werden.

Um die Meßergebnisse digital anzuzeigen, kann man die beiden Impulsfrequenzen ω_0 und ω und auch das Verhältnis dieser Frequenzen, also den Realteil der Dielektrizitätskonstante mit Hilfe eines Digitalzählers messen.

4. Erprobung und Schlußbemerkungen

Im Bereich 300 ... 500 KHz wurden der Realteil der Dielektrizitätskonstante von Epoxyharz, P.V.C. und Hartpapier mit der gebauten Apparatur und einem Digital-Anzeiger Typ Hewlett-Packard 5 321 gemessen. Die prozentualen Fehler sind in der Tabelle 1 angegeben.

Tabelle 1

Frequenz, [KHz]	300	320	340	360	380	400	420	440	460	480	500
Epoxiharz	0,83	0,89	0,89	0,90	0,87	0,89	0,92	1,00	0,93	0,93	0,87
P.V.C.	0,74	0,94	0,77	0,78	0,85	0,87	0,90	0,90	1,10	1,00	1,00
Hartpapier	0,55	0,68	0,64	0,70	0,73	0,73	0,74	0,75	0,75	0,87	0,95

Man sieht, daß die Unterschiede zwischen beiden Meßergebnissen für dasselbe Material, dieselbe Frequenz und dieselbe Temperatur unerheblich sind.

Gegenüber den anderen bekannten Meßmethoden hat die vorgeschriebene Methode den Vorteil einer direkten Ablesemöglichkeit. Auf diese Weise läßt sich die Messung viel schneller ausführen.

Eingegangen am 15. November 1977

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Grundlagen der Elektrotechnik,
elektrische Messungen und Maschinen
und
Technische Hochschule, Karlsruhe,
Bundesrepublik Deutschland

LITERATUR VERZEICHNIS

1. Hippel, R. A. *Dielectric Materials and Applications.* M. I. T. Press Massachusetts, Institute of Technology, Cambridge, 1954, 47–63.
2. * * * *I. E. E. E. Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms.* John Wiley a. Sons Inc., New-York, 1974, 481–482.
3. Vilbig F., *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik.* Bd. II, Geest u. Portig KG, 5. Aufl., 1962, 77–80.
4. Merz L., *Grundkurs der Meßtechnik.* Bd. II, R. Oldenbourg, München, 1974, 155–156.
5. Kraus E., Elektronik, 7, 43 (1976).
6. Schultz W., *Dielektrische und magnetische Eigenschaften der Werkstoffe.* Friedr. Viehweg u. Sohn, Braunschweig, 1970, 5–9.

APARAT PENTRU MĂSURAREA PĂRŢII REALE A PERMITIVITĂŢII COMPLEXE

(Rezumat)

Permitivitatea reprezintă una dintre cele mai importante constante de material, indispensabilă cunoaşterii proprietăţilor dielectricilor. În special este importantă cunoaşterea dependenţei permitivităţii de frecvenţă.

Aparatul prezentat în lucrare se compune dintr-un cap de măsură, circuitul electronic şi partea indicatoare care poate fi analogică sau digitală. Se pot măsura permitivităţi ale unor dielectrici solizi sau prin modificarea capului de măsură şi ale unor dielectrici lichizi. Faţă de alte metode procedeul expus are avantajul citirii directe a rezultatelor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.317.382

PROCEDEU DE MĂSURARE A PUTERII ACTIVE ŞI REACTIVE ÎN SISTEME TRIFAZATE ECHILIBRATE, FĂRĂ ACCES LA NUL, CU AJUTORUL UNUI WATTMETRU MONOFAZAT

DE

D. BĂRBULESCU

1. Introducere

În sistemele trifazate aflate în exploatare măsurarea puterii active şi reactive se efectuează cu wattmetre şi varmetre trifazate, cu echipajele montate după metoda celor două wattmetre [1]. În mod obişnuit circuitele de curent şi de tensiune ale wattmetrului sînt alimentate prin reductoare corespunzătoare. Pentru verificarea aparatului este necesară compararea indicaţiilor lui cu acelea ale unui wattmetru etalon alimentat cu aceiaşi curenţi şi aceleaşi tensiuni. Cele mai răspîndite wattmetre etalon sînt, însă, cele monofazate. Într-un sistem echilibrat este posibilă măsurarea puterii folosind un singur wattmetru monofazat dacă sistemul oferă acces la tensiunea necesară alimentării circuitului de tensiune al wattmetrului. În majoritatea cazurilor însă sistemul existent de conexiuni nu permite accesul la tensiunea de fază, necesară pentru măsurarea puterii active cu un wattmetru monofazat, deoarece, în sistemele trifazate de medie şi înaltă tensiune, de obicei, reductoarele de tensiune furnizează în secundar doar cele două tensiuni compuse U_{12}, U_{32}, utilizate în metoda celor două wattmetre. În astfel de cazuri pentru efectuarea măsurării puterii active wattmetrul monofazat trebuie asociat cu un nul artificial.

În cele ce urmează se indică un procedeu de măsurare a puterii active, in sisteme echilibrate, cu ajutorul unui wattmetru monofazat utilizînd direct tensiunile compuse existente în celula de măsurare din instalaţiile industriale.

Acest procedeu poate fi aplicat, spre exemplu, în sisteme echilibrate pentru verificarea indicaţiilor wattmetrelor trifazate alimentate prin reductoare de tensiune cu două înfăşurări.

2. Principiul metodei

Bobina de curent a wattmetrului monofazat se conectează în serie pe unul din secundarele celor două reductoare de curent, de exemplu *TC*-1 (fig. 1), fiind străbătută de curentul I_1', proporţional cu I_1. Circuitul de tensiune se alimentează de la secundarul reductorului de tensiune, conectîndu-se cu un capăt la borna de referinţă *2* iar cu celălalt, pe rînd, la bornele *1* şi *3*. Ca urmare, pe circuitul de tensiune se aplică succesiv tensiunile U_{12}' şi U_{32}', proporţionale cu U_{12} şi U_{32}, pentru care wattmetrul indică puterile P_1 şi P_2.

Conform cu diagrama fazorială, reprezentată în fig. 2, puterile indicate se exprimă cu ajutorul relaţiilor :

(1) $$P_1 = U'_{12} I'_1 \cos(\varphi + 30°), \quad P_2 = U'_{32} I'_1 \cos(\varphi + 90°),$$

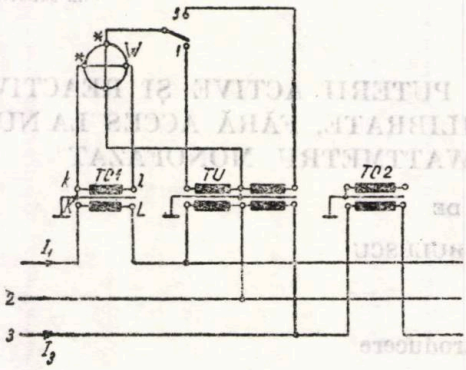


Fig. 1

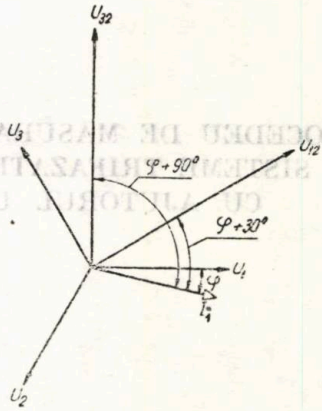


Fig. 2

sau, avînd în vedere că într-un sistem cu simetrie totală $U'_{12} = U'_{23} = U'_{31} = U'$ şi $I'_1 = I'_2 = I'_3 = I'$, relaţiile (1) devin :

(2) $$P_1 = U'I'\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\varphi - \frac{1}{2}\sin\varphi\right), \quad P_2 = -U'I'\sin\varphi.$$

Utilizînd notaţia :

(3) $$P' = \sqrt{3}U'I'\cos\varphi,$$

din (2) se deduce :

(4) $$P' = 2P_1 - P_2.$$

Puterea activă este legată de puterea P' prin intermediul rapoartelor de transformare ale reductoarelor de tensiune (K_U) şi de curent (K_I) :

(5) $$P = \sqrt{3}\,UI\cos\varphi = \sqrt{3}\,K_U K_I\,U'I'\cos\varphi = K_U K_I P'.$$

Din (2), (4) şi (5) se deduc expresiile puterii active P şi reactive Q :

(6) $P = K_U K_I (2P_1 - P_2)$ şi (7) $Q = \sqrt{3}\,K_U K_I\,|P_2|$.

Unghiul de defazaj φ dintre tensiune şi curent — respectiv factorul de putere $\cos\varphi$ — se paote deduce calculînd mai întîi

(8) $$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\sqrt{3}\,|P_2|}{2P_1 - P_2}.$$

Tabelul 1

φ	0°				30°				60°				90°			
Puteri / Curenţi	P_1	P_2	P	Q	P_1	P_2	P	Q	P_1	P_2	P	Q	P_1	P_2	P	Q
I_1	$\frac{\sqrt{3}}{2}UI$	0	$\sqrt{3}UI$	0	$\frac{1}{2}UI$	$-\frac{1}{2}UI$	$\frac{3}{2}UI$	$\frac{\sqrt{3}}{2}UI$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{2}UI$	$\frac{\sqrt{3}}{2}UI$	$\frac{3}{2}UI$	$-\frac{1}{2}UI$	$-UI$	0	$\sqrt{3}UI$
I_3	$\frac{\sqrt{3}}{2}UI$	0			UI	$\frac{1}{2}UI$			$\frac{\sqrt{3}}{2}UI$	$\frac{\sqrt{3}}{2}UI$			$\frac{1}{2}UI$	UI		

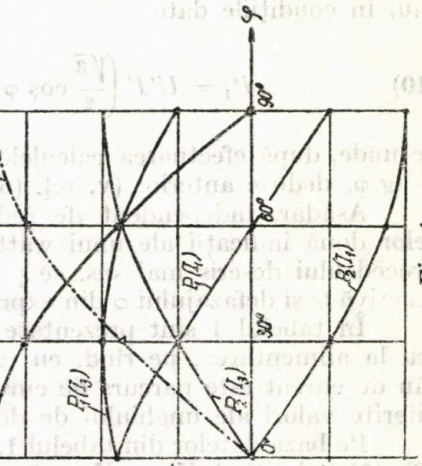


Fig. 4

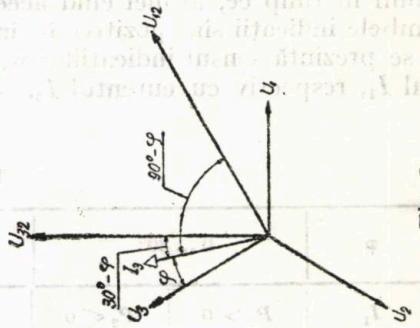


Fig. 3

În cazul în care bobina de curent a wattmetrului se conectează în secundarul celuilalt reductor de curent, ea va fi parcursă de curentul I_3. La aplicarea, pe rînd, a aceloraşi tensiuni furnizate de reductorul de tensiune, puterile corespunzătoare indicate de wattmetru, conform cu diagrama fazorială din fig. 3, vor fi date de relaţiile :

$$P_1 = U'_{32} I'_3 \cos(30^\circ - \varphi), \quad P_2 = U'_{12} I_3 \cos(90^\circ - \varphi) \tag{9}$$

sau, în condiţiile date :

$$P_1 = U'I' \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos\varphi + \frac{1}{2} \sin\varphi \right), \quad P_2 = U'I' \sin\varphi, \tag{10}$$

de unde, după efectuarea calculelor, rezultă aceleaşi expresii pentru P, Q şi tg φ, deduse anterior (v. rel. (6) ... (8)).

Aşadar, independent de reductorul de curent utilizat, cu ajutorul celor două indicaţii ale unui wattmetru monofazat, obţinute în condiţiile procedeului descris mai sus, se pot determina valorile puterilor activă P, reactivă Q şi defazajului φ din expresia tg φ.

În tabelul 1 sînt prezentate expresiile puterilor indicate de wattmetru la alimentarea, pe rînd, cu tensiunile U_{12}, U_{32} atunci cînd circuitul său de curent este parcurs de curentul I_1, respectiv de curentul I_3, pentru diferite valori ale unghiului de defazaj.

Pe baza datelor din tabelul 1, calculate cu relaţiile (2), (10) şi respectiv (6), (7) (admiţînd $K_U = K_I = 1$), s-a construit graficul din fig. 4. Din tabelul 1 şi fig. 4 se observă că există deosebiri evidente între indicaţiile wattmetrului (P_1, P_2) cînd bobina de curent a acestuia este parcursă de curentul I_1 şi cînd aceeaşi bobină este străbătută de curentul I_3. Se mai observă că în cazul cînd bobina de curent este parcursă de curentul I_1, una din indicaţiile wattmetrului (P_2) este totdeauna negativă (cu excepţia cazului extrem cînd devine nulă), citirea ei necesitînd o inversare de conexiuni în timp ce, atunci cînd aceeaşi bobină este parcursă de curentul I_3, ambele indicaţii sînt pozitive în întregul domeniu $\varphi \in [0, 90^\circ]$. În tabelul 2 se prezintă sensul indicaţiilor wattmetrului în cazul alimentării cu curentul I_1, respectiv cu curentul I_3.

Tabelul 2

φ	0 ... 30°		30° .... 60°		60° ... 90°	
I_1	$P_1 > 0$	$P_2 \leqslant 0$	$P_1 > 0$	$P_2 < 0$	$P_1 < 0$	$P_2 < 0$
I_3	$P_1 > 0$	$P_2 \geqslant 0$	$P_1 > 0$	$P_2 > 0$	$P_1 > 0$	$P_2 > 0$

Din datele cuprinse în acest tabel se deduce faptul că este avantajos să se alimenteze aparatul cu curentul I_3 deoarece ambele deviaţii se obţin pozitive.

Tabelul 3

Defazaj indicat de fazmetru φ_f	Circuit de curent al wattmetrului pe faza 1 sau 3	Rezultate obţinute prin: metoda propusă						metoda celor două wattmetre					
		$2P_1$ W	P_2 W	P W	Q var	tg φ	φ	P' W	P'' W	P W	Q var	tg φ	φ
0°	1	1 240	0	1 240	0	0	0	620	620	1 240	0	0	0
	3	1 240	0	1 240	0	0	0						
10°	1	1 110	−116	1 226	200,9	0,163	9°15′	555	668	1 223	195,7	0,160	9°5′
	3	1 335	+112	1 223	193,9	0,158	9°						
20°	1	930	−247	1 177	427,8	0,363	20°	465	705	1 170	415,7	0,355	19°30′
	3	1 410	+236	1 174	408,7	0,348	19°15′						
30°	1	668	−382	1 050	661,6	0,630	32°10′	337	724	1 061	670,2	0,631	32°15′
	3	1 447	+375	1 072	649,5	0,605	31°10′						
40°	1	405	−495	900	857,3	0,952	43°35′	207	724	931	895,4	0,961	43°50′
	3	1 447	+487	960	843,5	0,878	41°20′						

3. Rezultate experimentale

Utilizînd un wattmetru monofazat (Metra : $U_n = 360$ V, $I_n = 2{,}5$ A, $\cos \varphi_n = 1$, $K_n = 7{,}5$ W/div., $c = 0{,}5$) s-au determinat puterile P, Q şi defazajul φ într-un circuit trifazat echilibrat utilizînd procedeul descris mai sus. Rezultatele obţinute sînt prezentate în tabelul 3. Sînt indicate valorile obţinute pentru cazurile în care bobina de curent este parcursă mai întîi de curentul I_1, apoi de curentul I_3. Valorile obţinute sînt comparabile între ele precum şi cu cele obţinute prin metoda celor două wattmetre, indicate în acelaşi tabel.

În tabelul 3 s-au utilizat notaţiile : P_1, P_2 — puterile indicate de wattmetrul cu bobina de curent conectată pe faza 1, conform cu relaţia (1) şi respectiv pe faza 3, conform cu relaţia (9) ; P', P'' — puterile indicate de acelaşi wattmetru în cazul utilizării metodei celor două wattmetre ; P, Q — puterile totale, activă şi reactivă, calculate, în cazul metodei propuse, cu relaţiile (6) şi (7) iar în cazul metodei celor două wattmetre cu relaţiile cunoscute [1], [2] ; φ — defazajul măsurat dintre tensiune şi curent.

Rezultatele experimentale pun în evidenţă faptul că utilizînd un singur wattmetru monofazat, în baza procedeului indicat mai sus, se obţin valori foarte apropiate de cele furnizate de metoda celor două wattmetre.

Primită la 11 martie 1977

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de Bazele electrotehnicii,
măsuri şi maşini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Pop E., Chivu M., *Măsuri electrice şi magnetice.* Vol. 2, Inst. polit., Timişoara, 1970.
2. Bărbulescu D., *Măsurări electrice.* Vol. 1, Inst. polit., Iaşi, 1975.

PROCÉDÉ DE MESURE DE LA PUISSANCE ACTIVE ET RÉACTIVE DANS LES SYSTÈMES TRIPHASÉS EQUILIBRÉS, SANS ACCÈS AU NEUTRE, À L'AIDE D'UN WATTMÈTRE MONOPHASÉ

(Résumé)

Dans les systèmes triphasés on mesure, d'habitude, la puissance active à l'aide des wattmètres triphasés. Dans le but de vérifier l'indication de tels wattmètres placés dans les installations électriques, on présente un procédé qui utilise un seul wattmètre étalon monophasé. Le circuit de tension du wattmètre est connecté, successivement, aux deux tensions de ligne fournies par le transformateur de tension, existant dans l'installation électrique. Dans ces conditions on peut déterminer la puissance active totale à l'aide d'une relation simple qui contient les deux indications de l'appareil. Tout à la fois, les mêmes indications peuvent servir à la détermination de la puissance réactive et du déphasage entre le courant et la tension.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.313.293

ASUPRA CUPLULUI ELECTROMAGNETIC AL MICROMOTOARELOR MAGNETOELECTRICE CU COMUTAŢIE STATICĂ

DE

I. SUCHAR, ADRIAN CREŢU, GH. ŞERBAN şi ELENA LUCANU-CREŢU

1. Introducere

Funcţionarea motorului prezentat în [3] nu este pe deplin satisfăcătoare datorită faptului că soluţia adoptată pentru partea rotitoare a traductorului de poziţie nu este cea mai indicată. Din acest motiv a fost construit un alt micromotor magnetoelectric cu comutaţie statică, asemănător cu cel descris în [3], dar cu performanţe ameliorate, la care traductorul de poziţie a rotorului înlătură dezavantajele pe care le prezintă soluţia constructivă din [3].

În lucrarea de faţă se deduce expresia cuplului electromagnetic al micromotorului cu performanţe ameliorate.

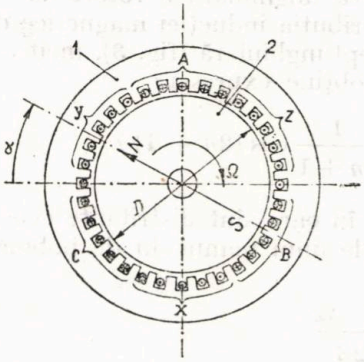


Fig. 1

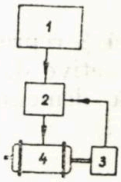


Fig. 2

Statorul *1* al motorului are rol de indus şi posedă trei bobine (secţiuni) identice *A - X*, *B - Y* şi *C - Z*, cu axele decalate la cîte 120°, uniform distribuite în crestături paralele cu generatoarele suprafeţei cilindrice a miezului feromagnetic statoric, iar rotorul *2*, cu rol de inductor, este un magnet permanent bipolar, de formă cilindrică, magnetizat diametral (fig. 1).

De la sursa *1* de curent continuu (fig. 2), prin intermediul comutatorului *2* cu tranzistoare, care este comandat de traductorul *3* de poziţie a

rotorului, fiecare dintre cele trei bobine de pe statorul motorului *4* este alimentată succesiv numai pe durata unei treimi dintr-o rotaţie completă a rotorului.

2. Expresia cuplului electromagnetic

Deoarece atît tensiunea electromotoare e indusă prin rotirea cu unghiul α a inductorului, cît şi curentul i care circulă prin secţiunea de înfăşurare variază în timp, se va defini mai întîi valoarea instantanee a cuplului electromagnetic dezvoltat de motor :

$$m = \frac{1}{\Omega} ei = -\frac{1}{\Omega} i \frac{d\psi}{dt},$$

şi cum

$$dt = \frac{1}{p\Omega} d\alpha,$$

rezultă expresia :

$$(1) \qquad m = -pi \frac{d\psi}{d\alpha},$$

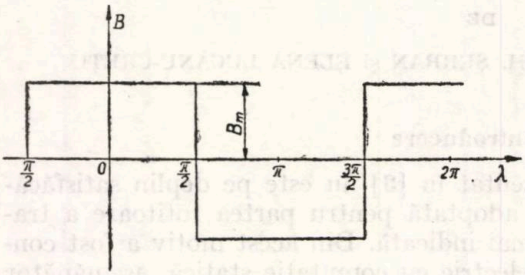


Fig. 3

în care : ψ este fluxul magnetic total prin bobina (secţiunea) alimentată ; α — unghiul de rotaţie a axei polilor rotorului în raport cu axa bobinei A - X considerată drept axă de referinţă ; p — numărul perechilor de poli (la motorul realizat $p = 1$) ; Ω — viteza unghiulară a rotorului.

Se constată experimental că distribuţia inducţiei magnetice de-a lungul întrefierului, $B(\lambda)$, este practic dreptunghiulară (fig. 3), încît după descompunerea în serie Fourier se obţine expresia :

$$(2) \qquad B(\lambda) = \frac{4B_m}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{1}{2n+1} \cos(2n+1)\lambda.$$

Dacă β reprezintă lăţimea zonei în care sînt distribuite cele N_c conductoare active de lungime axială l ale unui mănunchi de bobină, atunci o „bobină elementară“ avînd

$$(3) \qquad \Delta N_c = \frac{N_c \Delta x}{2\beta}$$

conductoare pe mănunchi, situate într-un punct din întrefier la distanţa x (fig. 4) de axa polilor rotorului cu diametrul D, va fi străbătută de fluxul magnetic

$$\psi_1 = \Delta N_c \frac{\pi D}{2p} l \int_{\lambda_1 = -(\tau - x)}^{\lambda_2 = x} B(\lambda)\, d\lambda,$$

cu condiţia ca sensul pozitiv pentru λ să se considere la dreapta axei polilor inductori. Din cauză că $\tau - x = 2\alpha + x$, ţinînd cont de (2) se obţine:

$$(4) \qquad \psi_1 = \frac{4\Delta N_c}{p} DlB_m \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{1}{(2n+1)^2} \cos(2n+1)\alpha \sin(2n+1)(\alpha+x).$$

Avînd în vedere relaţiile (3) şi (4), fluxul magnetic total care străbate suprafaţa bobinei A-X, distribuită pe zona β (fig. 4), rezultă a fi dat de expresia :

$$\psi = \frac{2N_c}{\beta p} DlB_m \int_{x_1}^{x_2} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{1}{(2n+1)^2} \cos(2n+1)\alpha \sin(2n+1)(\alpha+x)\, dx.$$

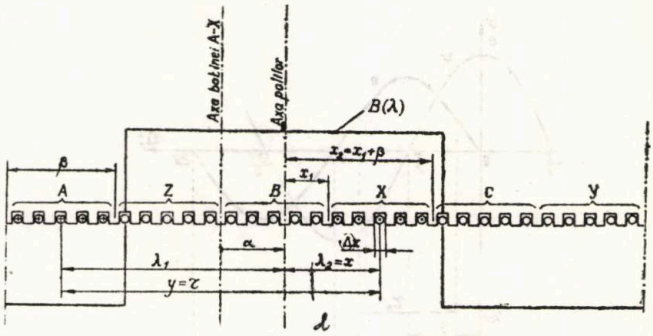


Fig. 4

Deoarece bobina are $N_c = N$ spire, după integrarea expresiei de mai sus se obţine :

$$(5) \quad \psi = \frac{2N}{p} DlB_m \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{1}{(2n+1)^2} \cdot \frac{\sin[(2n+1)\beta/2]}{(2n+1)\beta/2} \sin(2n+1)\frac{\tau}{2} \cos(2n+1)\alpha.$$

Motorul a fost realizat cu $\beta = \pi/3$ şi $\tau = 2\pi/3$ încît, prin calcule simple, se constată că amplitudinile armonicelor fluxului sînt practic neglijabile în raport cu amplitudinea fundamentalei, astfel că fluxul total prin suprafaţa bobinei poate fi aproximat prin expresia :

$$(6) \qquad \psi \approx k \cos \Omega t,$$

în care

$$(7) \qquad k = 1{,}65\, NDlB_m .$$

S-au oscilografiat curenţii ce străbat cele trei bobine ale motorului realizat şi s-a constatat că ei pot fi aproximaţi prin impulsuri dreptunghiulare (fig. 5) cu amplitudinea I_m şi durata $\tau_0 = 2\pi/3$.

Se notează cu θ unghiul dintre axa polilor inductorului şi axa de simetrie a sectorului de semnal al rotorului traductorului de poziţie. Mărimea lui θ coincide practic cu unghiul dintre axa polilor inductorului, în momentul cînd această axă trece prin axa bobinei A-X şi axa de simetrie a impulsului de curent prin bobina A-X considerată drept bobină de referinţă.

Prin descompunere în serie Fourier a curenţilor din cele trei bobine ale motorului, se obţin expresiile :

$$
(8)\qquad \begin{cases}
i_{A\text{-}X} = \dfrac{I_m}{3} + \sum\limits_{n=1}^{\infty} \dfrac{2I_m}{n\pi} \sin n\dfrac{\pi}{3} \cos n\,(\theta - \Omega t), \\[2ex]
i_{B\text{-}Y} = \dfrac{I_m}{3} + \sum\limits_{n=1}^{\infty} \dfrac{2I_m}{n\pi} \sin n\dfrac{\pi}{3} \cos n\left(\theta + \dfrac{2\pi}{3} - \Omega t\right), \\[2ex]
i_{C\text{-}Z} = \dfrac{I_m}{3} + \sum\limits_{n=1}^{\infty} \dfrac{2I_m}{n\pi} \sin n\dfrac{\pi}{3} \cos n\left(\theta + \dfrac{4\pi}{3} - \Omega t\right).
\end{cases}
$$

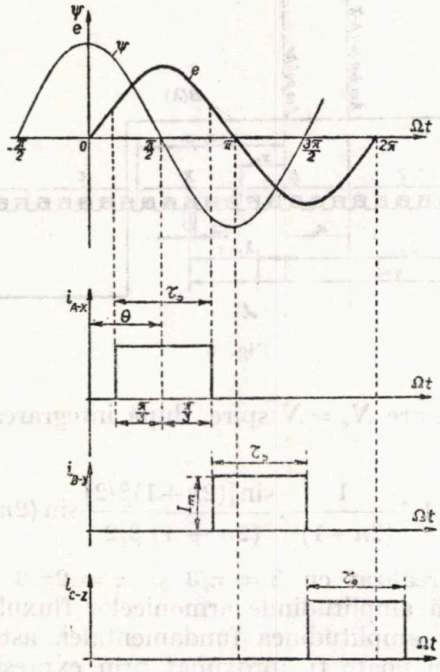


Fig. 5

Introducînd în (1) expresiile (6) şi (8), pentru valoarea instantanee a cuplului electromagnetic produs prin interacţiunea curentului $i_{A\text{-}X}$ cu cîmpul magnetic al inductorului, cînd $p = 1$, rezultă :

$$
(9)\quad m_1 = k\frac{I_m}{3}\sin\Omega t + k\sum_{n=1}^{\infty}\frac{I_m}{n\pi}\sin n\frac{\pi}{3}\{\sin[(1-n)\Omega t + n\theta] + \sin[(1+n)\Omega t - n\theta]\}.
$$

Valoarea medie a acestui cuplu, în decursul unei rotaţii complete a rotorului, se calculează cu relaţia :

$$
(10)\qquad M_1 = \frac{1}{2\pi}\int_{\theta-\pi/3}^{\theta+\pi/3} m_1\, d(\Omega t).
$$

Introducînd (9) în (10) şi integrînd se obţine expresia :

$$(11)\quad M_1 = k\frac{I_m}{\pi}\sin\theta\left\{\frac{\sqrt{3}}{6}+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(n\pi/3)}{n\pi}\left[\frac{1}{1-n}\sin(1-n)\frac{\pi}{3}+\frac{1}{1+n}\sin(1+n)\frac{\pi}{3}\right]\right\}.$$

Motorul a fost realizat astfel, încît între impulsurile curenţilor ce străbat succesiv cele trei bobine nu există suprapuneri nici pauze (v. fig. 5). Ca urmare, cuplul electromagnetic rezultant ce acţionează asupra rotorului, la o rotaţie completă a acestuia, este :

$$(12)\qquad M = 3M_1 .$$

Introducînd (11) în (12) şi luînd în consideraţie numai primele cinci armonice ($n = 1,..., 5$), după efectuarea tuturor calculelor se ajunge la expresia :

$$(13)\qquad M = 0{,}8348\, kI_m \sin\theta,$$

sau, ţinînd cont de (7),

$$(14)\qquad M = 1{,}377\, DlB_m NI_m \sin\theta.$$

Relaţia obţinută este analogă cu expresia cuplului electromagnetic al motorului de curent continuu cu colector şi perii calate pe axa neutră, la care $\theta = 90° =$ const. şi $p = 1$.

3. Concluzii

a) În lucrare se deduce expresia cuplului electromagnetic al unui micromotor magnetoelectric cu comutaţie statică, la care construcţia şi funcţionarea sînt ameliorate în raport cu cele ale micromotorului descris în [3].

b) Mărimea cuplului electromagnetic al motoarelor magnetoelectrice cu comutaţie statică depinde direct proporţional de fluxul magnetic inductor, de tensiunea magnetomotoare a înfăşurării indusului şi de sinusul unghiului dintre axa cîmpului magnetic al inductorului şi axa cîmpului magnetic al indusului.

c) Încercările experimentale efectuate pe motorul realizat confirmă pe deplin justeţea relaţiei (14).

Primită la 9 noiembrie 1976

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de Bazele electrotehnicii,
măsuri şi maşini electrice

BIBLIOGRAFIE

1 Suchar I., Creţu A., *Traductor pentru comanda comutaţiei statice.* Patent R.S.R., Nr. *54 720*, 8 octombrie 1971.
2. Suchar I., Creţu A., *Motor electric de curent continuu cu comutaţie fără contacte.* Patent R.S.R., Nr. *56 097*, 6 ianuarie 1973.
3. Suchar I., Creţu A., *Un nou micromotor magnetoelectric fără colector.* Bul. Inst. polit., Iaşi, 1972, XVIII (XXII), *3—4*, s. III, 101—108 (1972).

4. Vasiliu Gh., Suchar I., Şerban Gh., *Micromotoare de curent continuu cu comutaţie statică*. Ed. Tehn., Buc., 1976.
5. * * * *Двигатели постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами*. Изд. «Наука», Ленинград, 1972.

SUR LE COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DES MICROMOTEURS MAGNÉTOÉLECTRIQUES À COMMUTATION STATIQUE

(Résumé)

On déduit l'expression du couple électromagnétique d'un micromoteur à commutation statique, dont la conception est originale. On obtient une relation analogue à l'expression du couple électromagnétique d'un moteur à courant continu à collecteur et balais.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.313.37

THE ELECTRONIC CONTROL DEVICE OF THE COMMUTATORLESS REPULSION MOTOR *)

BY

SILVIU HARGHEL

1. Introduction

The last years improvements of SCR (Sillicon Controlled Rectifiers) led to the developements of studies on the commutatorless electrical machines.

The repulsion motor is very suitable for replacement of the mechanical commutator by an electrical one. The different types of replacements have different manners of windings constructions, windings types, numbers of coils, mode of feeding and different types of SCR used.

The repulsion motor with electronic commutator (commutatorless) was derived from the Thomson motor. Consequently the electronic control device must assure similary performances as the Thomson one.

2. Conditions of Operation

The electronic commutator must to short-circuit the secondary windings in two points diametrically placed for a time given by [1], [2]

$$t_s = \frac{T}{2N},$$

in which : T is the period of rotation, $N = N_s$, for star connection of coils and $N = N_s/2$, for polygon one, N_s — the number of coils of winding.

The short-circuit of every pair of diametrically points must be repeated over a time given by

$$t_r = \frac{T}{2}.$$

It is known that Thomson repulsion motor has the important advantage of moving of the brush rigging beetwen the start and short-cir-

*) Presented at the 5th session of scientific communications of ICPET, Bucharest, September, 8th — 9th, 1977.

cuit positions. In this manner a control of speed of rotation in large limits is obtained.

To obtain the same performances of the repulsion motor with static commutator, the control impulsions must be phase-shifted in all.

Every grup of SCR bidirectionally controlled is short-circuiting the windings in points diametrically placed of t_s time. At low speeds of rotation $t_s > T_1/2$ and even $t_s > T_1$. T_1 is the period of feeding voltage. Consequently, is not enough to apply only one control impulsion for SCR at the begining of conduction period t_s (Fig. 2 *a*), but a set, of impulsions, (Fig. 2 *b*), to permit an adequate operation at low speed of rotation.

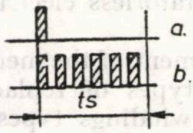


Fig. 1

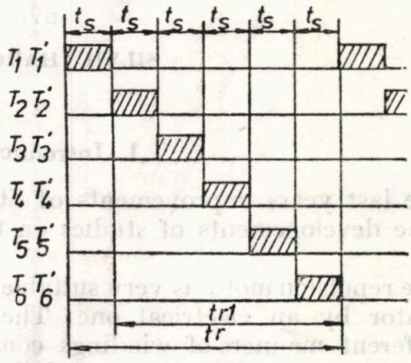


Fig. 2

The frequency of impulsions must be as high as possible with the purpose to assure the start of conduction as near as possible at the necessary moment, and the continuity of short-circuiting in the situation in which the conduction of a bidirectionally SCR group is over than a half a period (or many halfes of a period). On the other hand a very high frequency of control impulsions do not assure a minimum lenght of time of impulsions, necessary to fire SCR elements. From this point of view a 5 Kc frequency of control impulsions is satisfactory.

3. Description of Control Device

In Fig. 3 the block diagram of the control device of the commutatorless repulsion motor was drawn. It consist of thyristor antiparallel fited, for particular case $N = 6$.

It was shown in [3] that for $N = 6$ the motor has good starting performances. The increase in number of coils guide to unnecessary complications of control device.

Signal generator *GS* is formed by a trigger circuit and an amplifier, *A*. *GS* provide the necesarry level of signal to feeding the primaries of the sensitives elements ES_i of the rotor position transductor *TP*.

The frequency of supply voltage of the sensitive elements of rotor transductor was of 5 Kc, the same as for control impulsions.

The transductor is placed on machine frame (*1*—Fig. 4 *a*) and has a moving stator, oscillatory around the start position.

On the stator is fixed the marked disk *2* for transductor angle displacement measurement.

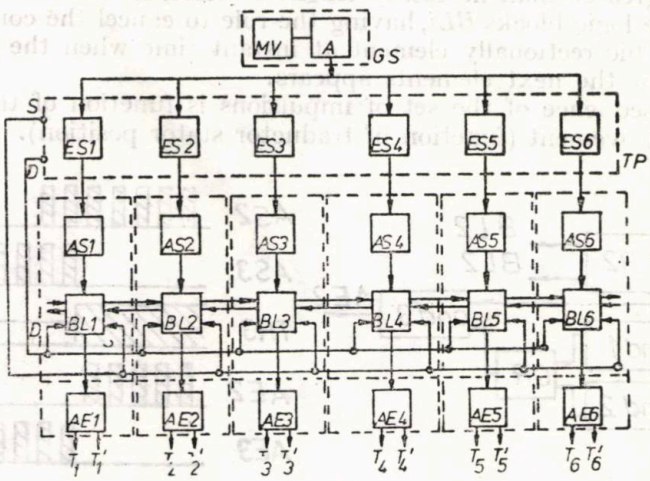


Fig. 3

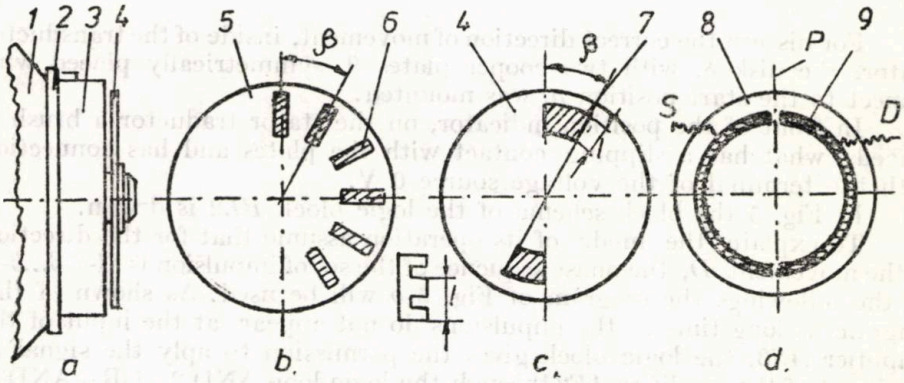


Fig. 4

The sensitive elements *6*, based on the differential inductive transductors principle, were placed on plate on the transductor stator, *5*.

One of the sensitive elements is displaced at the angle $\beta = \pi/N$ by the consecutively other.

On the shaft of machine the disk *4* is placed. On the disk are mounted two ferromagnetic plates of high permitivity of opening $\beta°$ and 180° displaced. The width plate equal the distance l beetwen central core and the peripheric one of the magnetic circuit of inductive traductor *ESi*. Every signal of every sensitive element is amplified by *ASi* elements, then passed through

the logic block *BLi* and then amplified again by *AEi* elements and finally applied, like a set of impulsions, on the bidirectionally commutation elements (T_1, T_1',...).

For the plate opening β, the lenght of time of the set of impulsions obtained is greater than necessary lenght of time, t_s. For this reason was necessary the logic blocks *BLi*, having the role to cancel the control impulsions to one bidirectionally element at instant time when the next set of impulsions for the next elements appears.

Phase sequence of the set of impulsions is function of the direction of machine movement (function of traductor stator position).

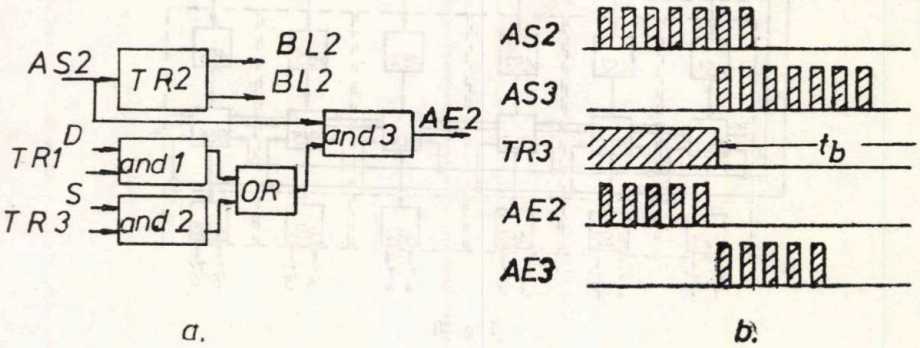


Fig. 5

For discern the correct direction of movement, inside of the transductor stator, the disk *8*, with two cooper plates *9*, symmetrically placed with respect to the start position *p*, was mounted.

In front of the position indicator, on the stator traductor a brush is placed, what has a slipping contact with the plates and has connection with the terminal of the voltage source 0 V.

In Fig. 5 the block schema of the logic block *BL*2 is drawn.

To explain the mode of its operation assume that for the direction of the movement *D*, the phase sequence of the set of impulsion is *1-2-3...6-1*. In the followings the diagram of Fig. 5 *b* will be used. As shown of this diagram as long time as the impulsions do not appear at the input of the amplifier *AS*3, the logic block gives the permission to aply the signal at the input of the amplifier *AE*3 through the logic loop AND 2—OR—AND 3. At the apparition moment of the first impulsion at *AS*3 input, the trigger *TR*3 begin to operate and through the same logic loop and consequent by the application of signal at the input of the output amplifier *AE*3 is blocked. The lenght of time of the operation of the trigger circuit must be so choosen that at the maximum speed of rotation of the machine shaft permit the impulsion reappearance. Therefore

$$t_b \leqslant t_{r1\,\min}$$

and

$$t_{r1\min} = (N-1)\, t_{s\min} = (N-1)\,\frac{T_{\min}}{2N} = \frac{N-1}{2Nn_{\max}}.$$

It results

$$t_b \leqslant \frac{N-1}{2Nn_{max}}.$$

In this way the control device assure the necessary impulsions diagram for the control of the repulsion motor with electronic commutator. Phase shift of the impulsion in all is performed by the stator transductor displacement.

4. Conclusions

The electronic control device has such a construction that it assure to repulsion motor with electronic commutator the Thomson motor performances at all speed of rotation.

Regarding the construction and operation of the device the following observations must be made :

1. The device can be used in association with any type of SCR (triac, thyristor, transistor).

2. The using of a set of impulsion for the commutation control provide a good operation at any speed of rotation.

3. For a satisfactory commutation a relatively simple logic scheme was constructed to obtain the necessary lenght of time of the set of impulsions.

4. The using of the same frequency for the SCR's control as for position rotor transductor feeding voltage simplified the device's construction.

Received, November 1, 1977

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrical Engineering,
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Harghel S., *Motor electric cu repulsie.* Brevet R.S.R., Nr. *70021.*
2. Harghel S., *Über die Anwendungsmöglichkeiten der statischen Kommutation beim monophasischen Repulsionsmotor (I).* Bul. Inst. polit. Iaşi, XXII (XXVI), *3—4*, s. III, 39—43 (1975).
3. Harghel S., Simion Al., Grovu M., *Einige Betrachtungen über die Anlassbedingungen des Repulsionmotoren mit Kommutatorkreis.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XX(XXIV), *1—2*, s. III 91—96 (1974).
4. Măgureanu R., *Maşini electrice cu comutaţie electronică.* Electrotehnica, *12* (1969).
5. Gudefin M., *Machines à commutation électronique.* RGÉ, *1* (1968).
6. Murphy M. D. J., *Thyristor Control of A.C. Motors.* Pergamon Press, Oxford, 1973.
7. Vasiliu Gh., Suchar I., Şerban Gh., *Micromotoare de curent continuu cu comutaţie statică.* Ed. Tehn., Buc., 1976.

DISPOZITIV ELECTRIC DE COMANDĂ A MOTORULUI DE REPULSIE CU COMUTAŢIE STATICĂ

(Rezumat)

Se prezintă o variantă originală a dispozitivului de comandă a motorului cu repulsie cu comutaţie statică. Acesta a fost conceput în aşa fel încît să asigure maşinii caracteristici de funcţionare şi posibilităţi de reglaj similare motorului Thomson.

Dispozitivul are o construcţie relativ simplă, realizează condiţii de comutaţie bune pentru orice viteză de rotaţie şi poate fi asociat cu orice elemente de forţă.

II results

$$A = \frac{N - 1}{2N_{max}}.$$

In this way the control device assure the necessary impulsions diagram for the control of the repulsion motor with electronic commutator. Phase shift of the impulsion in all is performed by the stator commutator displacement.

4. Conclusions

The electronic control device has such a construction that it assure to repulsion motor with electronic commutator the Thomson motor performances at all speed of rotation.

Regarding the construction and operation of the device the following observations must be made.

1. The device can be used in association with any type of SCR (triac, thyristor, transistor).

2. The using of a set of impulsion for the commutation control provide a good operation at any speed of rotation.

3. For a satisfactory commutation a relatively simple logic scheme was constructed to obtain the necessary length of time of the set of impulsions.

4. The using of the same frequency for the SCR's control as for position rotor transductor feeding voltage simplified the device's construction.

Received, November 1, 1977

Polytechnic Institute, Iaşi,
Department of Electrical Engineering,
Electrical Measurements and Materials

REFERENCES

1. Haywood S. Motor drive by impulse. Invest R.S.R., No. 2/27.
2. Haywood S. Le de la transformation de alimentation d'un alternateur sous moteur électrique (Transformation of the Pulse Generator). Iaşi, XXII (XXVI), 3—4, p. III, 89—93, 1976.
3. Haywood S. Situation actuelle du Thyristor dans les entraînements électriques. Bull. Inst. Polit. Iaşi, XXIV(XXV), 1—2, p. III, 91—99 (1978).
4. Wagner R. Digital electronic electronic. Electrotechnics, 17 (1969).
5. Gold Fr. St. Microfilm commutation. Technique Rot., 7 (1969).
6. Jeffrey N. D. Power electronics. Oxford Press, Oxford, 1978.
7. Vasilia Gh., Suciuc I. Sorbu Gh. Microprocesor şi control automata cu variaţie discreta. Ed. Tehn., Bucureşti, 1976.

DISPOZITIV ELECTRONIC PE CONTACTOR A MOTORULUI DE REPULSIE CU COMUTATOR STATIC

(Rezumat)

Se prezintă o variantă de dispozitiv a impulsiunilor de comandă a contactorului motorului de repulsie cu comutator static, care a fost concepută pentru ca motorul cu asemenea montaj electric de acţionare şi poată realizat, de fapt, aceleaşi performanţe ca şi motorul Thomson.

Dispozitivul este o construcţie relativ simplă, realizată cu condiţia ca comutaţia la pornire şi orice viteză de rotaţie şi poate fi realizat [illegible] de forţă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.316.717 ; 621.313.333.021.1 ; 621.362

BETRACHTUNGEN ZUR ANALYSE MIT HILFE DES DIGITALRECHNERS DER WIRKSAMKEIT DES GEBRAUCHS VON THERMISTOREN ALS ANLAUFWIDERSTÄNDE FÜR ASYNCHRONMOTOREN

VON

NONEL THIRER und IOSIF BERGMAN

1. Vorwort

Der Anlaufwiderstand begrenzt wie bewußt den Strom und vergrössert das Drehmoment des anlaufenden Asynchronmotors. Die Erziehlung verschiedener Verlaufsformen dieser Größen ist auch Heute ein Forschungsproblem des elektrischen Antriebswesen mit Asynchronmotoren [2], [3]. In erster Reihe wird die Frage der Ausschlußmöglichkeit des klassischen in Stufen gesteuerten Wirkwiderstandes, der zu Schwierigkeiten bei der Ausnützung und zu Stösse führt, erläutert.

Eine moderne Möglichkeit zur Ersätzung desselben ist der Gebrauch von Halbleiterthermistoren [1], deren Widerstand sich nur abhängig von den Eigenschaften derselben, verändert.

Werden diese bis 80° ... 100° C vom Anlaufstrom erwärmt, kann deren Widerstand sich aufs 10-fache verkleinern.

Die Thermistoren schalten auch die vorbereitende Stufen des Anlaufswiderstandes, dadurch das dessen Widerstand im kalten Zustand genug groß ist, aus.

In diesem Aufsatz wird der Anlauf des Asynchronmotors mit Thermistoren im sekundären Kreis bei konstanter Last an der Welle, am Digitalrechner rechnerisch betrachtet.

2. Die Gleichungen des Asynchronmotors beim Anlauf

Der nichtstationäre Betrieb bei Anlauf des Asynchronmotors ist durch die Drehmomentgleichung

$$M = M_s + 2\pi J \frac{dn}{dt}, \tag{1}$$

wo die Drehzahl des Motors

$$n = n_1(1 - s) \tag{2}$$

ist, beschrieben.

Das elektromagnetische Drehmoment wird durch die Gleichung

$$M = \frac{p}{2\pi f} n_1 I_2'^2 \frac{r_T' + r_2'}{s}, \tag{3}$$

wo der zum Ständer umgerechnete Läuferstrom ist:

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + c_1 \frac{r_T' + r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}}, \tag{4}$$

bei Vernachlässigung der elektromagnetisch vorübergehenden Erscheinungen, ausgedrückt.

Der zum Ständer umgerechnete Widerstand des Thermistors ist:

$$r_2' = k^2 r_2 = k^2 A \exp \frac{B}{T}. \tag{5}$$

Die Temperatur des Thermistors T muß die Gleichung des Wärmeübergangs

$$\frac{dT}{dt} = \frac{K}{q}(T_0 - T) + \frac{1}{q} I_2'^2 r_T \tag{6}$$

erfüllen.

3. Die Rechenmethode

Das zusammengestellte Fortranprogramm ermöglicht:

a) Die Berechung der Anlaufswiderstände r_P die einen bestimmten Maximalwert des Anlaufsstromes $K_i I_{2n}$ (K_i — gegeben), zusichern.

b) Die Ermittlung der Kennlinien $M(t)$, $s(t)$, $I_2(t)$ für die sich im Bereich $[0, r_S]$ befindeten Läuferwiderstände (in den Gleichungen (3) und (4) $r_T' \in [0....r_s']$).

c) Die Berechung der Zahl der in reihe und paralell je Phase zu schaltenden Thermistoren, um den mit r_s gleichen Anlaufswiderstand, ohne den Maximalstrom derselben zu überschreiten, zu schafen.

d) Die Ermittlung der Kennlinien $M(t)$, $s(t)$, $I_2(t)$, $T(t)$, $r_T(t)$ bei Betrachtung deren gegenseitiger Wirkung. K und q können als Konstante oder von der Temperatur abhängige Werte, betrachtet werden.

Die Gleichung (1) wird in folgender Form:

$$\frac{ds}{dt} = \frac{f}{p} \cdot \frac{M_s}{2\pi J} - \frac{n_1}{4\pi^2 J} \cdot \frac{r_2' + r_T'}{s} \cdot \frac{U_1^2}{\left(r_2 + c_1 \frac{r_T' + r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}, \tag{7}$$

durch Berücksichtigung von (2) bis (4), geschrieben. Zugleich wird (6) berücksichtigend (5):

$$\frac{dT}{dt} = \frac{K}{q}(T_0 - T) + \frac{I^2}{q} A \exp \frac{B}{T}. \tag{8}$$

Um die Differentialgleichungen (7) und (8) des Typs :

$$\frac{dy}{dx} = F(x,y) \tag{9}$$

integrieren zu können, wurde des Unterprogramm :

MERSØN2 (XI,YI,XF,YF,HI,X1,Y1,KØD,F,ER)

das die Lösung solcher Gleichungen mit der M e r s o n'schen Methode, unter den Anfangsbedingungen XI, YI, den Anfangsschritt HI bis zum Erreichen eines der Endwerte XF, YF, ermöglicht, geschrieben. Das Unterprogramm MERSØN 2 kann als eine Zusammenfügung der Vorteile der IRK1 von MATHLIB [8] und des SNDM [9], angesehen werden.

4. Die rechenerischen Ergebnisse

Es werden die Kennlinien $I_2(s)$ und $M(s)$ für einen Motor mit den folgenden Nenndaten : $P_N = 3$ KW, $U_1 = 380$ V, $I_1 = 8$ A, $n = 920$ U/min, die Läuferklemmenspannung $U_2 = 76$ V, den Läufernennstrom $I_2 = 26{,}3$ A, die Überlastbarkeit $M_{max}/M_n = 2{,}6$, mit welchen die experimentelle Ausrüstung gebaut wird, vorgelegt. Die selben Rechnungen wurden auch für einen zweiten Motor mit den folgenden Nenndaten: $P_N = 1$ KW, $U_1 = 380$ V, $I_1 = 2{,}9$ A, $n = 1\,400$ U/min, die Läuferklemmenspannung $U_2 = 380$ V, um die vorzüglichste Gruppierung der Thermistoren zu erziehlen, durchgeführt.

In Tabelle 1 ist die Zahl der in reihe und paralell im Sekundärkeis des Motors geschalteten Thermistoren, für verschiedene Beziehungen zwischen den Sekundären Anlauf- und Nennströmen berechnet. Es wurde ein Thermistor mit $B = 3\,500°$K, $R_{20°} = 5\ \Omega$ gewählt.

Tabelle 1

P_N kW	$K_i = I_{2p}/I_{2n}$	U_2 V	Zahl der Thermistoren		
			Paralell	Reihe	Total
3	2	76	53	6	318
3	3	76	79	4	316
1	2	380	4	19	76
1	3	380	6	17	102

Man sieht das die Zahl aller Thermistoren von der Leistung des Motors und nur in kleinen Maß von der Beziehung des Anlaufsstromes zu den Nennstrom, abhängt.

Daraus erscheint das Problem des Preises der Thermistoren, der natürlich von der Motorleistung bestimmt wird. Durch die Erzeugung von Leistungsthermistoren [1], kann die Preisfrage der Thermistoren überschritten werden.

In den Abb. 1 und 2 werden die Kennlinien $I_2(s)$ und $M(s)$ für den Motor mit $P_N = 3$ KW Nennleistung in mehreren Zuständen, dargestellt.

Die Parameter des T-formigen Ersatzschaltbildes des Asynchronmotors sind : der Wirkwiderstand der Primärwicklung $r_1 = 3{,}48\ \Omega$; der Sekundärwicklung $r_2 = 0{,}108\ \Omega$; der zum Primärkreis ungerechnete $r_2' = 2{,}7\ \Omega$; $c_1 = 1{,}08$; der Blindwiderstand der Primärwicklung sei $x_1 = 2{,}5\ \Omega$ und der Sekundären zum Ständer bezogenen $x_2 = 2{,}35\ \Omega$.

Mit Linie — Punkt sind die natürlichen kennlinien ohne Zusatzwiderstand im Läuferkreis, und mit unterbrochener Linie, die mit einen konstanten Wirkwiderstand von 0,62 Ω im Läuferkreis in reihegeschalten, gezeichnet. Für diesen Zusatzwiderstand wird $K_i = 2$, gleich.

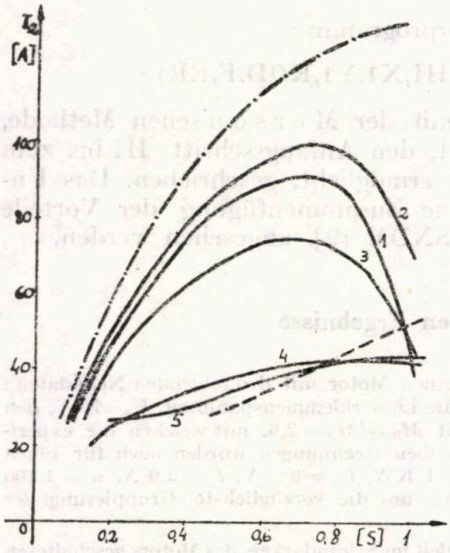


Abb. 1

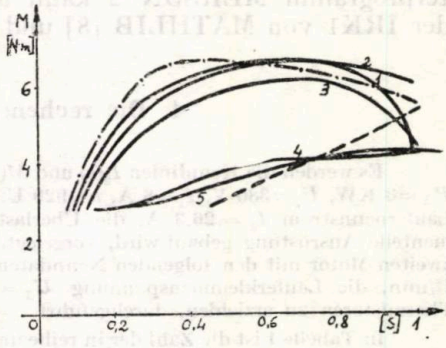


Abb. 2

Bemerkenswert ist das während im Fall der natürlichen Kennlinie der Nennschlupf also der Nennbetrieb in weniger als 0,5 Sek erreicht wird, ist beim Einschalten des Widerstands, der Nennstrom schon fur den Schlupf $s = 0{,}46$ erlangt.

Für diesen Wirkwiderstand ist also der Kippschlupf größer als 1.

Die Kurven *1* und *2* stellen die Kennlinien des Motors mit in reihe im Läuferkreis geschalteten Thermistoren bei dennen $K = 0{,}001$, $q = 0{,}005$, für den Anlaufstrom im Doppeltwert (Kurve *1*) und das dreifache (Kurve *2*) des Nennstromes, dar.

Zugleich mit der Drehzahl vergrößern sich der Sekundärstrom und das Drehmoment, anstatt sich zu vermindern. Natürlich ist es schwierig einen Kippschlupf zu bestimmen, aber die Tatsache das das Drehmoment mit der Drehzahl anwächst kann Stabilitätsfragen bei den großen Schlupfen stellen. Das Kippmoment ist mit dem bei Abwesenheit der Thermistoren gleich.

Der Nennbetrieb findet bei ein wenig größeren Schlupf als der der natürlichen Kennlinie entsprochenen, statt. Dadurch empfiehlt es sich die Thermistoren nach der Beendigung des Anlaufsverfahrens, auszuschalten.

Die Kurven *3* stellen die selben Zustände für $q = 0{,}01$, also für den Doppeltwert des ersten Wertes und für einen zweimal als den Nennstrom größeren Anlaufstrom, dar. Auf dieser Weise wird der Maximalwert des Läuferstromes I_2 wesentlich kleiner, was vorteilhaft ist, obwohl das Drehmoment ihren Maximalwert ein wenig auch vermindert.

Zum Vergleich sind die Kurven *4* bei dennen das Massenträgheitsmoment $J = 0{,}01$ Nms², also zehn mal kleiner als der Anfangswert bei dem Zusätzliche Massen eingerechnet wurden, angenommen wird, gezeichnet.

Die Rechnungen wurden für die ersten Thermistoren, bei dennen $q = 0{,}005$ ist, durchgeführt. Es werden lineare herabfallende Kennlinien $I_2 = f(s)$ und $M = f(s)$, was besonders für den gelinden Anlauf der Ausrüstungen vorteilhaft ist, erziehlt.

Die Kurven *5* stellen die selben Kennlinien für $J = 0{,}01$ Nms², $q = 0{,}01$ und $K = 0{,}01$ (zehn mal größer), die den minderen Einfluß von K herausheben, dar.

Es wird der Schluß der Notwendigkeit der Anpassung der Thermistoren zum Antriebstyp, gezogen.

5. Schlußfolgerungen

1. Das hier vorgelegte Rechenprogramm ermöglicht die Ermittlung des Schaltungsschemas der Thermistoren und die Analyse des Anlaufsverfahrens des Asynchronmotors, im Vergleich zum klassischen.

2. Durch die Veränderung der Parameter des Thermistors kann der nötige Thermistortyp für einer gewissen Anlaufszeit, angepasst werden.

3. Die Benützung von Leistungsthermistoren ermöglicht die Verkleinerung der Zahl derselben, was zur Wirksamkeit der Benützung von Anlaufswiderständen mit Thermistoren beiträgt.

Bedeutung der wichtigsten Formelzeichen

U_1 [V] — die Klemmenspannung; I'_2 [A] — der zum Ständer umgerechnete Läuferstrom; s — der Schlupf; M_s [Nm] — das Lastdrehmoment; k — das Übersetzungsverhältnis; r_1, x_1, r'_2, x'_2 [Ω] — die Wirk- und Blindwiderstände je Ständerphase und der zum Ständer umgerechneten Läuferphase, J [Nms^2] — das Massenträgheitsmoment; A [Ω] $= R_{T\to\infty}$; B [°K] — elektronische Konstante; q [Ws/°K] — die Wärmekapazität; K [W/°K] — Dissipationskoeffizient; T_0 [°K] — Temperatur des umgebenden Mediums.

Eingegangen am 8. Juli 1977

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektronik und Rechenanlage
und
Lehrstuhl für Grundlagen der Elektrotechnik, elektrische Messungen und Maschinen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Попивненко В. В., *Способы управления свойствами термисторных реостатов*. Электротехника, *8*, 27—29 (1976).
2. Сандлер А. С., *Регулирование скорости вращения мощных асинхронных двигателей*. Изд. «Энергия», М., 1966.
3. Boţan N. V., *Bazele calculului acţionărilor electrice*. Ed. Tehn., Buc., 1970.
4. Gheorghiu I. S., Fransua A. S., *Tratat de maşini electrice*. Vol. III, Ed. Acad. R.S.R., 1971.
5. Bergman I., Prisăcaru A., *Maşini electrice*, Inst. polit., Iaşi, 1973.
6. Thirer N., *Anwendungsmöglichkeit des Digitalrechners zur Analyse und Projektierung von Thermistorkreisläufen*. Koll. für nichtlineare und parametrische Kreise, Jassy, 21—23. Dez. 1975.
7. * * * *IRIS-50-Sous-programmes mathématiques, Manuel d'utilisation*. 1971.
8. Thirer N., Bergman I., Prisăcaru A., *Über die Benützungsmöglichkeit des Digitalrechners FELIX C-256 zur Analyse des Betriebs der Asynchronmotoren die Webstuhle Antreiben*, Bul. Inst. polit., Iaşi, XX (XXIV), *3—4*, s. III, 47—54 (1975).

CONSIDERAŢII PRIVIND ANALIZA EFICIENŢEI FOLOSIRII TERMISTOARELOR CA REOSTATE DE PORNIRE PENTRU MOTOARE ASINCRONE, CU AJUTORUL CALCULATORULUI NUMERIC

(Rezumat)

Programul de calcul întocmit pentru un tip de motor asincron şi de termistor permite stabilirea modului de conectare a termistoarelor şi analiza regimului de pornire, comparativ cu cel clasic. Rezultă avantaje fundamentale la folosirea termistoarelor de putere.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.316.53 : 621.314.5

THREE PHASE STATIC SWITCH WITH THREE THYRISTORS FOR A SYMMETRIC RESISTIVE RECEIVER

BY

M. LUCANU and VALERIU MUNTEANU

1. Introduction

Static switches with thyristors have a large fiability, small dimensions, are easy to maintain, resist shocks and vibrations, have quick response, small control power and can be utilised in explosive as well as corosive medium. For this reason they are still preferred in many industrial applications althrough they are more costly and have larger conduction losses than electromagnetic switches [1], [5], [6].

For a 3-phase receiver in a star conection with accessible common point, instead of a normal static switch (Fig. 1 *a*), a static switch with three thyristors can be used (Fig. 2).

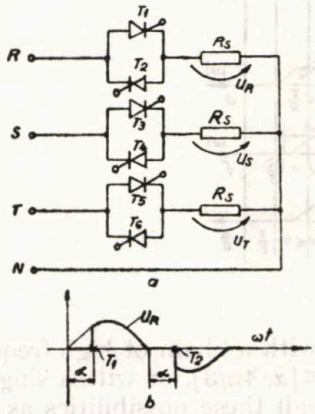


Fig. 1

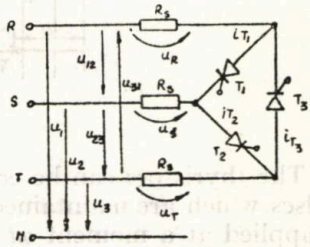


Fig. 2

If the thyristors of both switches are working with a maintained control ($\alpha = 0$) then they function identically ; the r.m.s. and average values of the current flowing through a thyristor of the switch represented in Fig. 2 is respectively 1.27 and 1.5 times more than that passing through a thyristor of the switch represented in Fig. 1 *a* [5].

In this work the behaviour or function of a switch with three thyristors with phase control is studied. At the same time a comparison of the parameters of this switch with those of a static switch with six thyristors is made.

2. Load Voltage and Control Characteristic

The thyristors of the switch is considered to be ideal. Thus, if at a given moment two of the three thyristors are conducting, the voltage on the load resistances will be the same as the 3-phase voltages of the source on the given phases. If only one thyristor is conducting, for example T_1, then $u_R = -u_S = u_{12}/2$; $u_T = 0$.

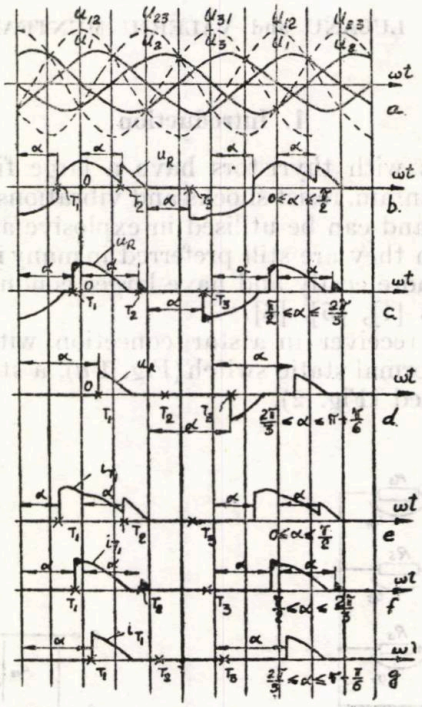


Fig. 3

The thyristors can be controlled either with a chain of high frequency impulses which are maintained on periods $\omega t \in [\alpha, 4\pi/3]$, or with a single impuls applied at a moment $\omega t = \alpha$. We shall call these possibilities as mode 1 and mode 2 of control respectively.

The control angle α is measured from the moment when the respective thyristor should enter into conduction such that the voltages on the load resistances R_s should be complete sinewaves.

In Fig. 3 *a* the phase voltage of the source (u_1, u_2, u_3) and the line voltages (u_{12}, u_{23}, u_{31}) are represented ; while in Fig. 3 *b*...3 *d* the voltage u_R for control angles of $\alpha \in [0, \pi/2]$, $[\pi/2, 2\pi/3]$, $[2\pi/3, 7\pi/6]$ and for the mode

1 of control is represented. The wave forms of the voltages u_S and u_T are identical with those of u_R, but out of phase with $2\pi/3$ and $4\pi/3$ respectively. In the Fig. 3, too, the moment of application of control impulses on the respective thyristors is marked with x.

If the origin is chosen as in Fig. 3 and if we note the r.m.s. value of the phase voltage of the source with U, the voltage u_R can be calculated using the following relations:

a) $\alpha \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$,

$$(1)\quad u_R(t)=\begin{cases} \sqrt{2}U\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{3}\right), & \text{for } \omega t\in\left[-\frac{2\pi}{3}+\alpha,\ 0\right]\cup\left[\alpha,\ \frac{2\pi}{3}\right]\cup\left[\frac{2\pi}{3}+\alpha,\ \frac{4\pi}{3}\right]; \\ \frac{\sqrt{6}}{2}U\cos\omega t, & \text{for } \omega t\in[0,\ \alpha]; \\ 0, & \text{for } \omega t\in\left[\frac{2\pi}{3},\ \frac{2\pi}{3}+\alpha\right]; \\ \frac{\sqrt{6}}{2}U\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}\right), & \text{for } \omega t\in\left[\frac{4\pi}{3},\ \frac{4\pi}{3}+\alpha\right]. \end{cases}$$

b) $\alpha \in \left[\frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3}\right]$,

$$(2)\quad u_R(t)=\begin{cases} \sqrt{2}U\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{3}\right), & \text{for } \omega t\in\left[-\frac{2\pi}{3}+\alpha,\ 0\right]\cup\left[\alpha,\ \frac{2\pi}{3}\right]\cup\left[\frac{2\pi}{3}+\alpha,\ \frac{4\pi}{3}\right]; \\ \frac{\sqrt{6}}{2}U\cos\omega t, & \text{for } \omega t\in\left[0,\ \frac{\pi}{2}\right]; \\ 0, & \text{for } \omega t\in\left[\frac{\pi}{2},\ \alpha\right]\cup\left[\frac{2\pi}{3},\ \frac{2\pi}{3}+\alpha\right]\cup\left[\frac{11\pi}{6},\ \frac{4\pi}{3}+\alpha\right]; \\ \frac{\sqrt{6}}{2}U\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}\right), & \text{for } \omega t\in\left[\frac{4\pi}{3},\ \frac{11\pi}{6}\right]. \end{cases}$$

c) $\alpha \in \left[\frac{2\pi}{3}, \frac{7\pi}{6}\right]$,

$$(3)\quad U_R(t)=\begin{cases} \frac{\sqrt{6}}{2}U\cos\omega t, & \text{for } \omega t\in\left[-\frac{2\pi}{3}+\alpha,\ \frac{\pi}{2}\right]; \\ 0, & \text{for } \omega t\in\left[\frac{\pi}{2},\ \frac{2\pi}{3}+\alpha\right]\cup\left[\frac{11\pi}{6},\ \frac{4\pi}{3}+\alpha\right]; \\ \frac{\sqrt{6}}{2}U\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}\right), & \text{for } \omega t\in\left[\frac{2\pi}{3}+\alpha,\ \frac{11\pi}{6}\right]. \end{cases}$$

The r.m.s. value of the voltage across a load resistance R_s, noted as U_{Ref}, is :

$$U_{Ref} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u_R^2(t)\,dt}\,. \tag{4}$$

Using the relations (1)...(3) and after some calculations, we obtain :

$$U_{Ref} = \begin{cases} U\sqrt{1-\frac{3\alpha}{4\pi}+\frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha}\,, & \text{for } \alpha \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]; \\ U\sqrt{\frac{11}{8}-\frac{3\alpha}{2\pi}}\,, & \text{for } \alpha \in \left[\frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3}\right]; \\ U\sqrt{\frac{7}{8}-\frac{3\alpha}{4\pi}+\frac{3}{8\pi}\sin\left(2\alpha-\frac{\pi}{3}\right)}\,, & \text{for } \alpha \in \left[\frac{2\pi}{3}, \frac{7\pi}{6}\right]. \end{cases} \tag{5}$$

If $\alpha \geqslant \frac{7\pi}{6}$, the voltages across the resistance R_s are zero.

For a switch with six thyristors the wave form of the voltage across a load resistance is as given in Fig. 1 *b*, but its r.m.s. value is [3] :

$$U_{ef} = U\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{1}{12}\sin 2\alpha}\,. \tag{6}$$

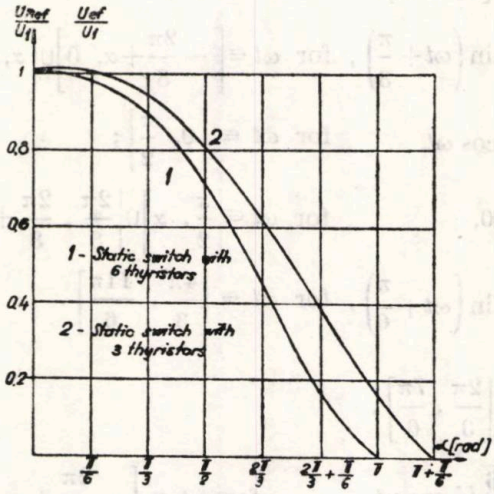


Fig. 4

Using the relations (5), (6), the rapported control characteristics $U_{Ref}/U = f_1(\alpha)$ and $U_{ef}/U = f_2(\alpha)$, for the two types of static switches, are given in Fig. 4. The control characteristics of the switch with three thyristors are more linear than those of the switch with six thyristors. The

characteristic $U_{Ref}/U = f_1(\alpha)$ shows exhibit maximum in the interval $\alpha \in (0, \pi/6)$ for a control angle satisfying the following relation :

$$\frac{d}{d\alpha}\left(1 - \frac{3\alpha}{4\pi} + \frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha\right) = 0, \tag{7}$$

that is :

$$\cos\alpha = \frac{3}{4}, \quad \alpha \approx 20°40', \quad \left(\frac{U_{Ref}}{U}\right)_{max} = 1.015.$$

It could be observed that the control angle of the switch with three thyristors should be modified only within the interval $\alpha \in [\pi/6, 7\pi/6]$ because for the interval $\alpha \in [0, \pi/6]$, the voltage U_{Ref} is practically constant.

3. Currents passing through the Thyristors of the Switch

In order to determine the average power dissipated on a thyristor at a given control angle α it is necessary to know the average and r.m.s. values of the current flowing through it.

The wave forms of the currents through the thyristor T_1 in the three intervals of control angle, namely : $[0, \pi/2]$, $[\pi/2, 2\pi/3]$, $[2\pi/3, 7\pi/6]$ and for the mode 1 of control, are given in Fig. 3 *e*...3 *g*.

Thus the r.m.s. value of the current passing through a thyristor is:

$$I_{Tef} = \begin{cases} \dfrac{U}{R_S}\sqrt{\dfrac{1}{2\pi}\left(\dfrac{4\pi}{3} - 2\alpha + \dfrac{\sqrt{3}}{2}\alpha + \dfrac{\sqrt{3}}{4} + \dfrac{\sqrt{3}+1}{2}\sin 2\alpha + \dfrac{\sqrt{3}}{4}\cos 2\alpha\right)}, \\ \qquad \text{for } \alpha \in \left[0, \dfrac{\pi}{2}\right]; \\ \dfrac{U}{R_S}\sqrt{\dfrac{1}{2\pi}\left(\dfrac{4\pi}{3} + \dfrac{\sqrt{3}}{4}\pi - 2\alpha + \dfrac{\sqrt{3}}{4} + \dfrac{1}{4}\sin 2\alpha + \dfrac{\sqrt{3}}{4}\cos 2\alpha\right)}, \\ \qquad \text{for } \alpha \in \left[\dfrac{\pi}{2}, \dfrac{2\pi}{3}\right]; \\ \dfrac{U}{2R_S}\sqrt{\dfrac{\sqrt{3}}{\pi}\left(\dfrac{2\pi}{3} + \dfrac{\pi}{2} - \alpha - \dfrac{\sqrt{3}}{4}\cos 2\alpha + \dfrac{1}{4}\sin 2\alpha\right)}, \\ \qquad \text{for } \alpha \in \left[\dfrac{2\pi}{3}, \dfrac{7\pi}{6}\right], \end{cases} \tag{8}$$

while the average value is given by the following relation :

$$I_{Tmed} = \begin{cases} \dfrac{3\sqrt{2}\,U}{4\pi R_S}(1 + \cos\alpha), & \text{for } \alpha \in \left[0, \dfrac{\pi}{2}\right]; \\ \dfrac{\sqrt{6}U}{4\pi R_S}(\sqrt{3} + 1 + \sqrt{3}\cos\alpha - \sin\alpha), & \text{for } \alpha \in \left[\dfrac{\pi}{2}, \dfrac{2\pi}{3}\right]; \\ \dfrac{\sqrt{6}U}{4\pi R_S}\left(1 + \dfrac{\sqrt{3}}{2}\cos\alpha + \dfrac{1}{2}\sin\alpha\right), & \text{for } \alpha \in \left[\dfrac{2\pi}{3}, \dfrac{7\pi}{6}\right]. \end{cases} \tag{9}$$

4. The Harmonic Contents of the Voltage across Load Resistances

For any angle $\alpha \in [0, 7\pi/6]$ the voltages across load resistances do not contain any components of direct current so long as :

$$\frac{1}{T}\int_0^T u_R(t)\,dt = 0. \tag{10}$$

Using relations (1)...(3) and after some intermediary calculations, the following relations were found for the calculation of the r.m.s. value of the fundamental of the voltage across a load resistance, A :

$$A = \begin{cases} \dfrac{U}{8\pi}\sqrt{4(4\pi-3\alpha)^2+18+12(4\pi-3\alpha)\sin 2\alpha-18\cos 2\alpha}, \\ \qquad \text{for } \alpha \in \left[0, \dfrac{\pi}{2}\right]; \\ \dfrac{U}{8\pi}\sqrt{\left(5\pi+\dfrac{\pi}{2}-6\alpha\right)^2+9}, \quad \text{for } \alpha \in \left[\dfrac{\pi}{2}, \dfrac{2\pi}{3}\right], \\ \dfrac{U}{8\pi}\sqrt{4\left(\dfrac{7\pi}{2}-3\alpha\right)^2+18+12\left(\dfrac{7\pi}{2}-3\alpha\right)\sin\left(2\alpha-\dfrac{\pi}{3}\right)-18\cos\left(2\alpha-\dfrac{\pi}{3}\right)}, \\ \qquad \text{for } \alpha \in \left[\dfrac{2\pi}{3}, \dfrac{7\pi}{6}\right]. \end{cases} \tag{11}$$

As the voltage $u_R(t)$ is highly distorted we shall use the ratio $\delta = U_{Ref}/A$ for defining the distorsion factor. Using the relations (5), (11) and the above definition, we obtain :

$$\delta = \begin{cases} \dfrac{8\pi\sqrt{1-\dfrac{3\alpha}{4\pi}+\dfrac{1}{2\pi}\sin 2\alpha}}{\sqrt{4(4\pi-3\alpha)^2+18+12(4\pi-3\alpha)\sin 2\alpha-18\cos 2\alpha}}, \quad \text{for } \alpha \in \left[0, \dfrac{\pi}{2}\right]; \\ \dfrac{4\pi\sqrt{\dfrac{11}{18}-\dfrac{3\alpha}{2\pi}}}{\sqrt{\left(5\pi+\dfrac{\pi}{2}-6\alpha\right)^2+9}}, \quad \text{for } \alpha \in \left[\dfrac{\pi}{2}, \dfrac{2\pi}{3}\right]; \\ \dfrac{8\pi\sqrt{\dfrac{7}{8}-\dfrac{3\alpha}{4\pi}+\dfrac{3}{8\pi}\sin\left(2\alpha-\dfrac{\pi}{3}\right)}}{\sqrt{4\left(\dfrac{7\pi}{2}-3\alpha\right)^2+18+12\left(\dfrac{7\pi}{2}-3\alpha\right)\sin\left(2\alpha-\dfrac{\pi}{3}\right)-18\cos\left(2\alpha-\dfrac{\pi}{3}\right)}}. \\ \qquad \text{for } \alpha \in \left[\dfrac{2\pi}{3}, \dfrac{7\pi}{6}\right]. \end{cases} \tag{12}$$

For a switch with six thyristors the distorsion factor can be calculated with the relation :

$$\delta' = \frac{2\pi\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha}}{\sqrt{2-2\cos 2\alpha+4(\pi-\alpha)\sin 2\alpha+4(\pi-\alpha)^2}} \cdot \tag{13}$$

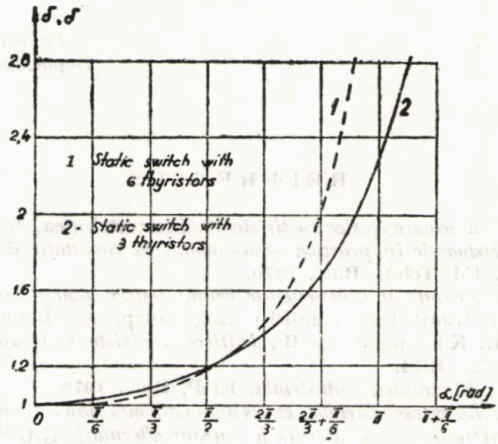


Fig. 5

On the basis of relations (12), (13), the functions $\delta(\alpha)$ and $\delta'(\alpha)$ for the two static switches have been represented in Fig. 5. Even if the control angle of the switch with three thyristors is situated in the interval $\alpha \in [\pi/6, 7\pi/6]$ the harmonic contents of the voltage on a resistance can be compared in both types of static switch.

When the mode 2 of control is used for the thyristors of the switch represented in Fig. 2, which is based on the application of a single impuls at $\omega t = \alpha$, at a natural disappearance of the current in a thyristor the latter gets blocked. Compared with the mode 1 of control differences appear only for $\alpha \in [\pi/2, 2\pi/3]$. For $\omega t \in [-2\pi/3 + \alpha, 0]$ the wave forms represented in Figs. 3 *c*...3 *f* change into those represented with broken lines while the final impulses in the interval $\omega t \in [0, \pi/2]$ disappear.

All the relations deduced above can be applied to the mode 2 of control noting that the relations valid for $\alpha \in [2\pi/3, 7\pi/6]$ can be extended for the interval $\alpha \in [\pi/2, 7\pi/6]$, while for $\alpha \in [\pi/2, 2\pi/3]$ the relations are no more valid. There are no essential differences in the control characteristics as well as in the harmonic contents of voltage u_R.

5. Conclusions

From the comparative study of the two types of static switches, we can draw the following conclusions :

a) The control characteristics of the switch with three thyristors are more linear than those of the switch with six thyristors.

b) The harmonic content of the voltage across a resistance R_s is comparatively the same in both types of static contactor.

c) The control angle of the thyristors of the switch studied should be situated in the interval $\alpha \in [\pi/6, 7\pi/6]$ so far as for $\alpha \in [0, \pi/6]$ the r.m.s. value of the voltage across the resistance R_s remains practically unchanged.

It results that the static switch with three thyristors can be used to obtain good results in the phase control applications.

Received, June 15, 1977

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Vărzaru Em., *Contactoare statice cu tiristoare.* Electrotehnica, *8*, 297–302 (1965).
2. Möltgen G., *Tiristoarele în practică — mutatoare cu comutaţie de la reţea*, (transl. from German). Ed. Tehn., Buc., 1970.
3. Такеути Т., *Теория и применение вентильных цепей для регулирования двигателей*, (transl. from English). Изд. Энергия, Ленинград, 1973.
4. Bernhard J. H., Knuppertz B., *Iniţiere în tiristoare*, (transl. from German). Ed. Tehn., Buc., 1974.
5. Constantin P., *Electronică industrială.* EDP, Buc., 1976.
6. Chauprade R., *La vitesse variable et les automatismes dans les industries diverses. Commande électronique des moteurs à courant alternatif*, R.G.É., **10**, 819–841 (1976).

CONTACTOR STATIC TRIFAZAT CU TREI TIRISTOARE PENTRU UN RECEPTOR REZISTIV SIMETRIC

(Rezumat)

Se studiază un contactor static trifazat realizat cu trei tiristoare care alimentează un receptor rezistiv simetric conectat în stea, cu nulul accesibil, la comanda cu control de fază. Se compară parametrii funcţionali ai acestuia cu cei ai contactorului obişnuit, realizat cu şase tiristoare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTROTEHNICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 62—501.14 . 621—526

THE CLEARING OF SELF-OSCILLATIONS IN A RELAY-TYPE POSITION SERVOMECHANISM UTILISING A NONLINEAR CORRECTING NETWORK

BY

LEOPOLD SEBASTIAN, IOSIF OLÁH and TEOHARI GANCIU

1. Servomechanism Description

In the following we are going to analyze the theory of operation of a nonlinear, relay-type servomechanism with a direct current servomotor separately excited. The circuit diagram of the servomechanism is represented in Fig. 1. The measuring of position errors is made by a bridge formed of a control potentiometer (CP) and a follow-up potentiometer (FP) fed by direct current. The output voltage of the bridge, U_ε, is applied to the coil of a tripositional polarized relay (PR). This controls the contact makers K_1 and K_2 which in their turn control the servomotor M of the servomechan-

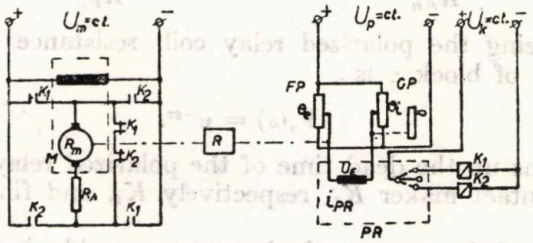


Fig. 1

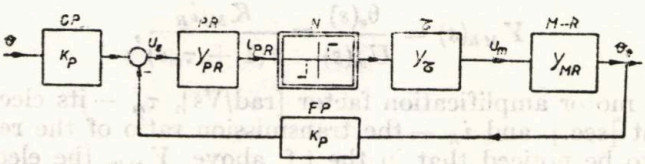


Fig. 2

ism. The controlled element and the follow-up potentiometer are driven by the servomotor through a linear reducing-gear R. The block diagram of this servomechanism is shown in Fig. 2. In this diagram K_p is the sen-

sitivity of the potentiometers, Y_{PR} — the transfer function (t.f.) of the polarized relay coil, Y_z — the t.f. of element τ that introduces a constant delay between the moment when current i_{PR} from coil PR reaches its switch-on value and the moment of connecting motor M to the power supply, Y_{MR} — the t.f. of motor reducing-gear assambly.

2. Selfoscillations Detection

In order to detect the selfoscillations of the system described above with one nonlinearity, we used the method described in [1]. This is based on the harmonic linearization of the described nonlinear automat system (N.A.S.) and it requires the separation, in the block diagram, of the nonlinear part from the other linear part. For this aim the diagram in Fig. 2

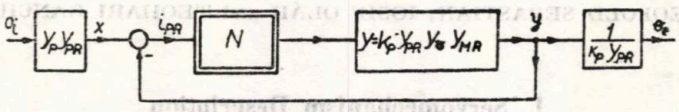


Fig. 3

is reduced to that in Fig. 3. It is obvious that the oscillations considered should be related to the closed loop in this figure.

a) The t.f. of the polarized relay is :

$$Y_{PR}(s) = \frac{I_{PR}(s)}{U_s(s)} = \frac{K_{PR}}{1 + \tau_{PR} s}, \tag{1}$$

where :

$$K_{PR} = \frac{1}{R_{PR}}, \text{ [A/V] and } \tau_{PR} = \frac{L_{PR}}{R_{PR}}, \text{ [sec.]}, \tag{2}$$

R_{PR} and L_{PR} being the polarized relay coil resistance and inductance.

b) The t.f. of block τ is :

$$Y_\tau(s) = e^{-s\tau}. \tag{3}$$

Dead time τ sums up the dead time of the polarized relay, as well as the dead time of contact maker K_1, respectively K_2, and finally it would be neglected.

c) The t.f. of the motor reducing-gear assembly is :

$$Y_{MR}(s) = \frac{\theta_e(s)}{U_m(s)} = \frac{K_M/i_R}{s(1 + \tau_m s)}, \tag{4}$$

where K_M is motor amplification factor [rad/Vs], τ_m — its electromechanic time constant [sec.], and i_R — the transmission ratio of the reducing-gear. It is worth to be noticed that in the t.f. above, Y_{MR}, the electromagnetic time constant of the motor armature, was neglected. Thus the transfer function of the linear part of the closed loop becomes :

$$Y(s) = \frac{K_P K_{PR} K_M/i_R}{s(1 + \tau_{PR} s)(1 + \tau_m s)} e^{-s\tau}. \tag{5}$$

In the describid system the values of the following elements are:

a) The sensitivity of the potentiometers including that of the amplifier (not represented in Fig. 1), $K_P = 360$ V/rad.

b) The sensitivity of the polarized relay, $K_{PR} = 0.01$ A/V.

c) Polarized relay coil rime constant, $\tau_{PR} = 0.02$ sec.

d) Servomotor sensitivity, $K_M = 0.43 \dfrac{\text{rot/s}}{\text{V}} = 2.7 \dfrac{\text{rad/s}}{\text{V}}$.

e) Servomotor electromechanic time constant, $\tau_m = 0.26$ sec.

f) Reducing-gear transmission ratio, $i_R = 150$.

Thus, transfer function of the linear part from the closed loop, where $\delta = 0$, becomes:

$$Y(s) = \frac{360 \times 0.01 \times 2.7}{150s(1 + 0.02s)(1 + 0.26s)} = \frac{0.0644}{s(1 + 0.02s)(1 + 0.26s)}. \tag{6}$$

For the complex amplification factor of the linear part, we finally obtain the expression:

$$Y(j\omega) = 0.0644 \frac{-0{,}28\omega - j(1 - 0{,}0052\omega^2)}{27.04 \times 10^{-6}\omega^4 + 6.8 \times 10^{-2}\omega^2 + 1}. \tag{7}$$

The transfer point set (t.p.s.) of the linear part, dead time being neglected, looks like the one shown in Fig. 4.

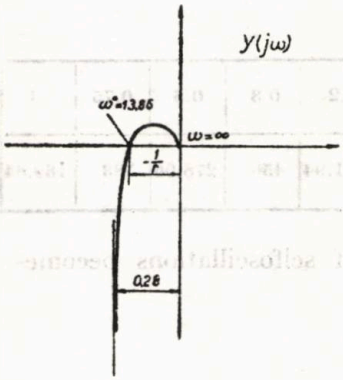


Fig. 4

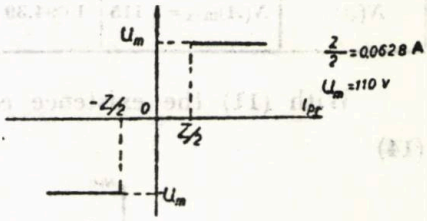


Fig. 5

For the existence condition of selfoscillations in a nonlinear automatic system with one nonlinearity described by the describing functions $N(A)$, the following relation is given:

$$N(A)\, Y(j\omega) = -1. \tag{8}$$

If $N(A)$ has only a real part ($F(x)$ is univoque) then the pulsation of selfoscillations is the pulsation of the intersection point of the linear part transfer point set with the negativ real semiaxis.

From $Y_{im}(\omega) = 0$ results:

$$\omega^0 = \sqrt{192.3077} = 13.86 \tag{9}$$

and respectively

$$Y_{re}(13.86) = -0.0012. \tag{10}$$

Noting

(11) $$Y_{re}(\omega^0) = Y(j\omega^0) = -1/\Gamma$$

we obtain

(12) $$\Gamma = \frac{1}{0.0012} = 833.33.$$

As regarding the polarized relay we consider it to have the same feature as shown in Fig. 5, for which the describing function is :

(13) $$N(A) = \begin{cases} 0 \text{ for } A \leqslant \dfrac{z}{2}, \\ \dfrac{4U_m}{\pi A}\sqrt{1 - \dfrac{z^2}{4}\cdot\dfrac{1}{A^2}} \text{ for } A > \dfrac{z}{2}, \end{cases}$$

where A is the amplitude of the nonlinear part input signal, namely of current i_{PR} in the polarized relay coil, and $z/2$ is the value of the relay switch-on current.

For the chosen relay, $z/2 = 0.0628A$ and $U_m = 110$ V. Table 1 presents the describing function values corresponding to different values of A.

Table 1

A	$1.41\ \frac{z}{2} = 0.088$	0.1	0.15	0.17	0.2	0.3	0.5	0.75	1
$N(A)$	$N(A)_{max} = 1\,115$	1 094.39	846.98	766.57	651.94	456	278.06	183	139.84

With (11) the existence condition (8) of selfoscillations becomes :

(14) $$N(A) = \Gamma.$$

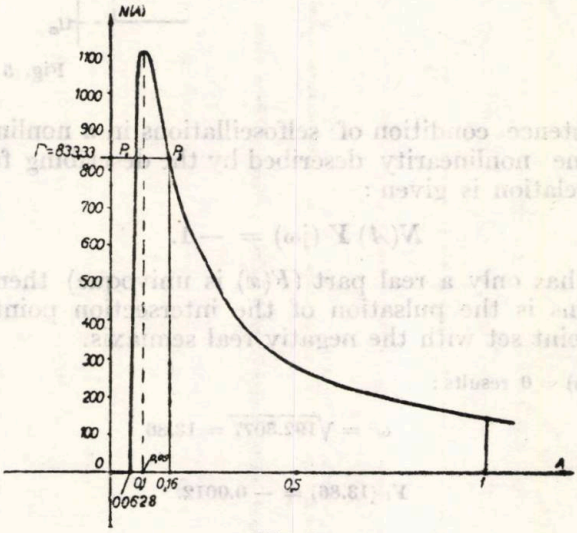


Fig. 6

The graph is given in Fig. 6. It shows that we obtain two different categories of selfoscillations : some corresponding to intersection point P_1, others to point P_2.

3. The Stability of Initial Servomechanism Selfoscillations

According to the above mentioned method, if values Γ correspond to some points in which Nyquist diagram of the linear part, covered in the direction of pulsation growth, crosses the negative real semiaxis from bothom topward (as in our situation), than the selfoscillations are stable if the variations of the values of A and $N(A)$ are taking opposite senses. So that the selfoscillations corresponding to point P_2 are stable.

Their pulsation is $\omega^0 = 13.86$ rad/s, respectively the frequency is 2.20 Hz, and the amplitude of the polarized relay coil current $A^0 \approx 0.16$ [A]. The selfoscillations corresponding to intersection point P_1 are instable.

4. Servomechanism Correction for Selfoscillation Clearing

The corrected servomechanism diagram is given in Fig. 7. The correction element is a parallel circuit with a differentiator transformer (DT) whose primary is connected to the output of a saturated direct current amplifier, fed by the error tension U_ε and having a feature as shown in Fig. 8. The secondary of this transformer is connected in series with the coil of the motor armature, thus the applied tension at the rotor brushes

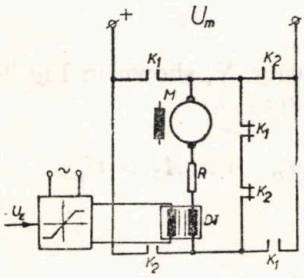


Fig. 7

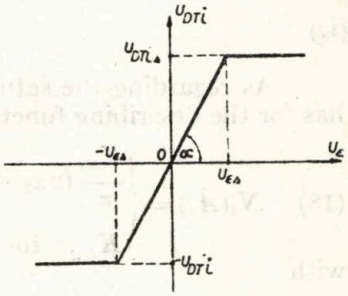


Fig. 8

results as the algebraic sum of the power supply tension and the DT output tension. The correction phenomenon takes place in the following way : as long as the position error ε and respectively tension U_ε have high values, the applied tension to the DT primary remain constant, and thus the induced tension in DT secondary is zero. When U_ε decreases under the value of U_{DTi}, then in the process of error correction U_{DTi} also decreases. By this an electromotive tension U_{DTe} opposite to tension U_m is induced in the DT secondary, which makes that when the controlled axis comes near to the concordance position, the motor's speed decrease under the values corresponding to $U_{DTe} = 0$ situation, and at the P_R switch-off as well as at

the contact maker switch-off, the dynamic breake cuple increase, this way decreasing the take-over of the concordance position and respectively bettering the dynamism of the servomechanism. The block diagram of the corrected servomechanism is given in Fig. 9. In order to simplify things,

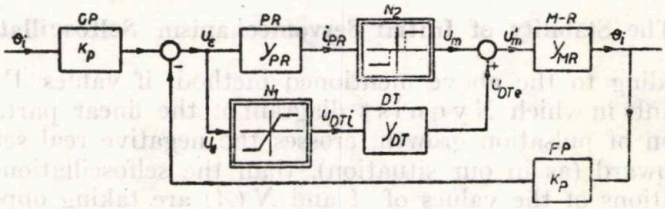


Fig 9.

we consider DT as working to no avail, that it secondary inductance as well as the lose fluxes from the primary and secondary can be neglected. Under these conditions the transfer function of DT is :

$$Y_{DT}(s) = \frac{U_{DTe}(s)}{U_{DTi}(s)} = K_{DT}\frac{s}{1+\tau_1 s}, \tag{15}$$

where

$$K_{DT} = \frac{M_{12}}{R_1} \tag{16}$$

is a constant of DT equal to the induced tension in the secondary when the tension in the primary varies constantly by 1 V per second.

We consider a DT with $K_{DT} = 0.5$ and $\tau_1 = 0{,}15$ sec. Thus

$$Y_{DT}(s) = \frac{0.5\ s}{1+0.15\ s}. \tag{17}$$

As regarding the saturation amplifier nonlinearity N_1 shown in Fig. 9 has for the describing function the following expression :

$$N_1(A_1) = \begin{cases} \dfrac{K_{N_1}}{\pi}(2\alpha_2 - \sin\ 2\alpha_2) + \dfrac{4U_{DT_{is}}}{A_1}\cos\ \alpha_2, & \text{for } A_1 > U_{\varepsilon s}, \\ K_{N_1}, \quad \text{for } A_1 \leqslant U_{\varepsilon s}, \end{cases} \tag{18}$$

with

$$K_{N_1} = \operatorname{tg}\alpha \text{ and } \alpha_2 = \arcsin\frac{U_{\varepsilon s}}{A_1}. \tag{19}$$

We consider a saturation amplifier with

$$U_{\varepsilon s} = 10 \text{ V and } U_{DTis} = 27 \text{ V}. \tag{20}$$

Thus $K_{N_1} = 27/10 = 2.7$. The describing function values of this nonlinearity are given in Table 2.

Table 2

A_1	$\leqslant 10$	15	20	25	34.3	40	60	100	200	500	∞
$N_1(A_1)$	2.7	2.104	1.6348	1.3335	0.9853	0.8474	0.5688	0.3422	0.170	0.068	0

5. Selfoscillation Determination in the Corrected System

In order to determine the selfoscillations in the corrected system, whose block diagram presents two nonlinear circuits connected in parallel, we shall use the method exposed in [2]. According to this method we should know the functions :

$$G(j\omega) = Y_{DT}(j\omega)\, Y_{MR}(j\omega)\, K_P, \quad H(j\omega) = Y_{PR}(j\omega)\, Y_{MR}(j\omega)\, K_P, \tag{21}$$

from the transferance expression of the open system

$$S(j\omega,\ A_1,\ A_2) = N_1(A_1)\, G(j\omega) + N_2(A_2)\, H(j\omega). \tag{22}$$

In the case of the considered example we finally obtain :

$$\begin{cases} G(j\omega) = \dfrac{3.24(1 - 0.039\,\omega^2) - j.1.3284\,\omega}{1 + 0.0901\,\omega^2 + 0.0015\,\omega^4}, \\[2ex] H(j\omega) = \dfrac{-0.01814\,\omega - j0.0648(1 - 0.0052\,\omega^2)}{1 + 0.068\,\omega^2 + 0.000027\,\omega^4)}. \end{cases} \tag{23}$$

Also we have to know the values of the functions

$$\begin{cases} f_1(\omega) = \dfrac{-H_{im}(\omega)}{G_{re}(\omega)\, H_{im}(\omega) - H_{re}(\omega)\, G_{im}(\omega)}, \\[2ex] f_2(\omega) = \dfrac{G_{im}(\omega)}{G_{re}(\omega)\, H_{im}(\omega) - H_{re}(\omega)\, G_{im}(\omega)}, \end{cases} \tag{24}$$

for those values of ω for which there are simultaneously ensured the equalities :

$$N_1(A_1) = f_1(\omega), \quad N_2(A_2) = f_2(\omega). \tag{25}$$

In the Table 3 are given the values of $f_1(\omega)$ and $f_2(\omega)$ and also of the ratio

$$\frac{A_2}{A_1} = |\, Y_{PR}(j\omega)\, | = \frac{0.01}{\sqrt{1 + 0.0004\,\omega^2}}. \tag{26}$$

Table 3

$K_{DT} = 0.5$

ω	8	10	13.868	16	18
$G_{re}(\omega)$	− 0.373	− 0.373	− 0.282	− 0.220	− 0.201
$G_{im}(\omega)$	− 0.818	− 0.527	− 0.247	− 0.161	− 0.127
$H_{re}(\omega)$	− 0.003	− 0.002	− 0.001	− 0.0008	− 0.0007
$H_{im}(\omega)$	− 0.001	− 0.0004	0	6×10^{-5}	1×10^{-4}
$f_1(\omega)$	− 0.422	− 0.370	0	0.382	0.887
$f_2(\omega)$	348.4	506.1	831.0	1 029.4	1 141.5
$\lvert Y_{RP}(j\omega)\rvert$	0.987×10^{-2}	0.980×10^{-2}		0.953×10^{-2}	0.941×10^{-2}

The respective graph is given in Fig. 10, where in quadrant IA we draw the graph of the describing function $N_1(A_1)$, in quadrant II A and III A the function $f_1(\omega)$ graph, in quadrant IVB the describing function $N_2(A_2)$ graph, in quadrant IIIB that of the function $f_2(\omega)$. For different pulsation values, considered as independent variable, we obtain the corresponding values of function $f_1(\omega)$, and according to (25) those of describing function N_1 (A_1).

Consequently the corresponding amplitude A_1 values are obtained. Similarily we find the corresponding amplitude A_2 values (a pair of values for each value of ω). Of course, taking in account Fig. 10, conditions (25) can be established only in the case that $13.86 \leqslant \omega \leqslant 17.5$. In the Table 4 there are given the graphical values of ω, A_1, A_2 and A_2^* as well as the computed values of the A_2^*/A_1 ratio and respectively A_2/A_1.

It is worthy to underline that A_2 corresponds to the describing function N_2 graph branch which is obtained for A_2 values taking amount from zero to $\sqrt{2}z/2$ which gives the maximum of function $N_2(A_2)$, and A_2^* corresponds to the branch with values $A_2 \geqslant \sqrt{2}\, z/2$.

Table 4

ω	13.86	14.8	15.2	15.8	16.5	17.5
A_1	∞	234	158	100	70	50
A_2	0.069	0.070	0.073	0.075	0.08	0.088
A_2^*	0.15	0.135	0.130	0.12	0.11	0.088
$\varphi(\omega)=A_2/A_1$	0	0.029×10^{-2}	0.046×10^{-2}	0.075×10^{-2}	0.114×10^{-2}	0.176×10^{-2}
$\varphi^*(\omega)=A_2^*/A_1$	0	0.057×10^{-2}	0.082×10^{-2}	0.12×10^{-2}	0.155×10^{-2}	0.176×10^{-2}

We drew in quadrant IIIA the graph of functions $\varphi(\omega)$ and $\varphi^*(\omega)$ by the help of the data from Table 4. Both curves start from the same point on the abscissa $\omega = 13.86$ and meet at the same point for $\omega = 17.5$, forming thus a closed loop. In the same quadrant and on the same scale we also drew the graph of function $Y_{PR}(j\omega)$ which gives the real value for ratio A_2/A_1 of the oscillations amplitudes from the input of the two nonlinearities. It is the fact that the last function graph does not cross the graph of function $\varphi(\omega)$ and respectively the graph of function $\varphi^*(\omega)$ that demonstrates that the corrected system does not have selfoscillations any more.

Evidently the efficacity of the correction we have applied depends on the hand, on the performances of the linear part in the correction circuit, thus firstly it depends on constant K_{DT} of DT. Therefore in order to emphasize in Fig. 10 the influence of this constant the graphs of functions $\varphi(\omega)$ and $\varphi^*(\omega)$ have been drawn in addition for situations $K_{DT} = 2$ and $K_{DT} = 0.2$.

Out of the comparative analysis of the graphs of functions $\varphi(\omega)$ and $\varphi^*(\omega)$, drawn for different values K_{DT}, it results that there is always a possibility of anihilating the selfoscillations by proper selection (increase) of the constant K_{DT}.

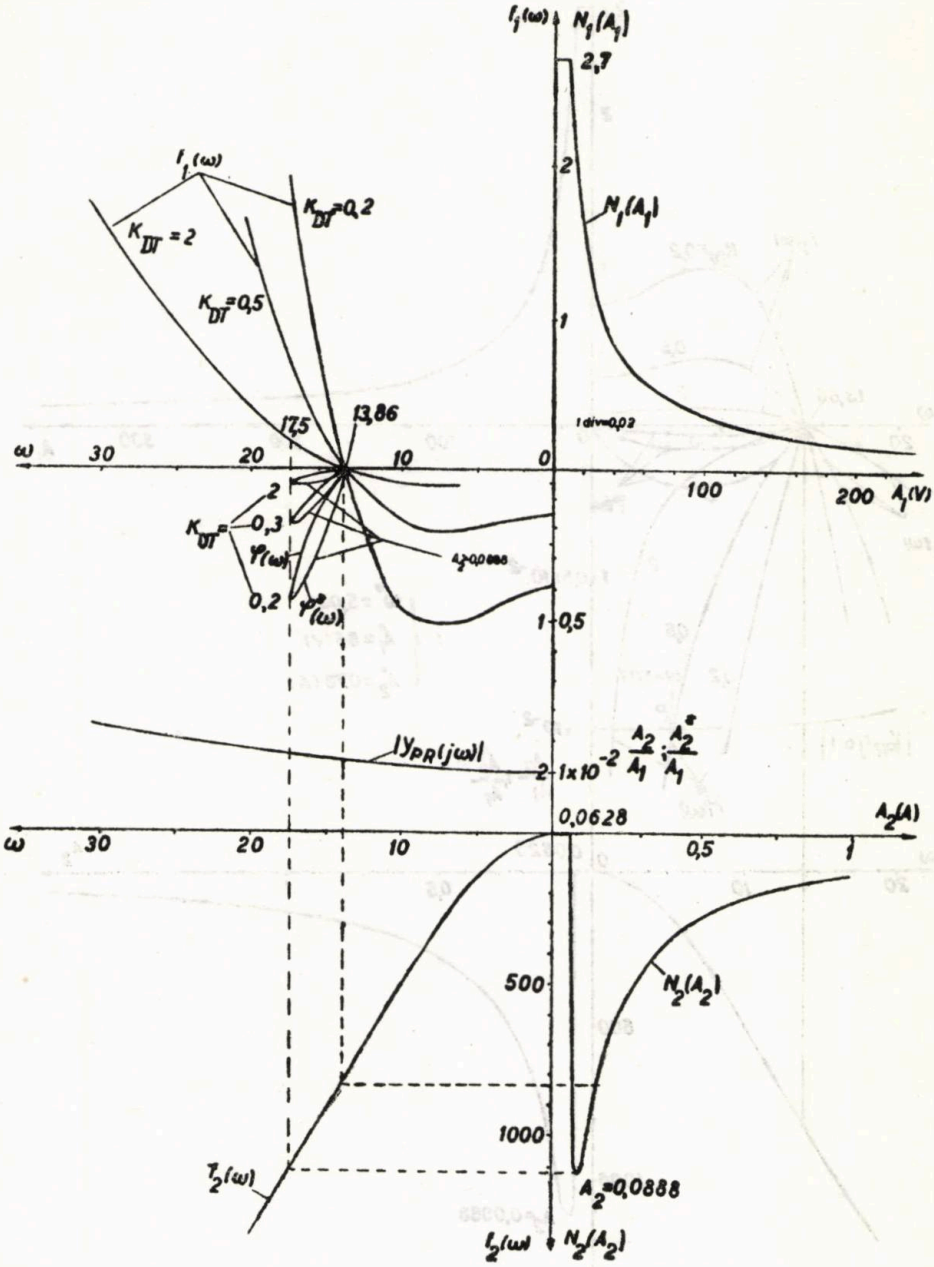
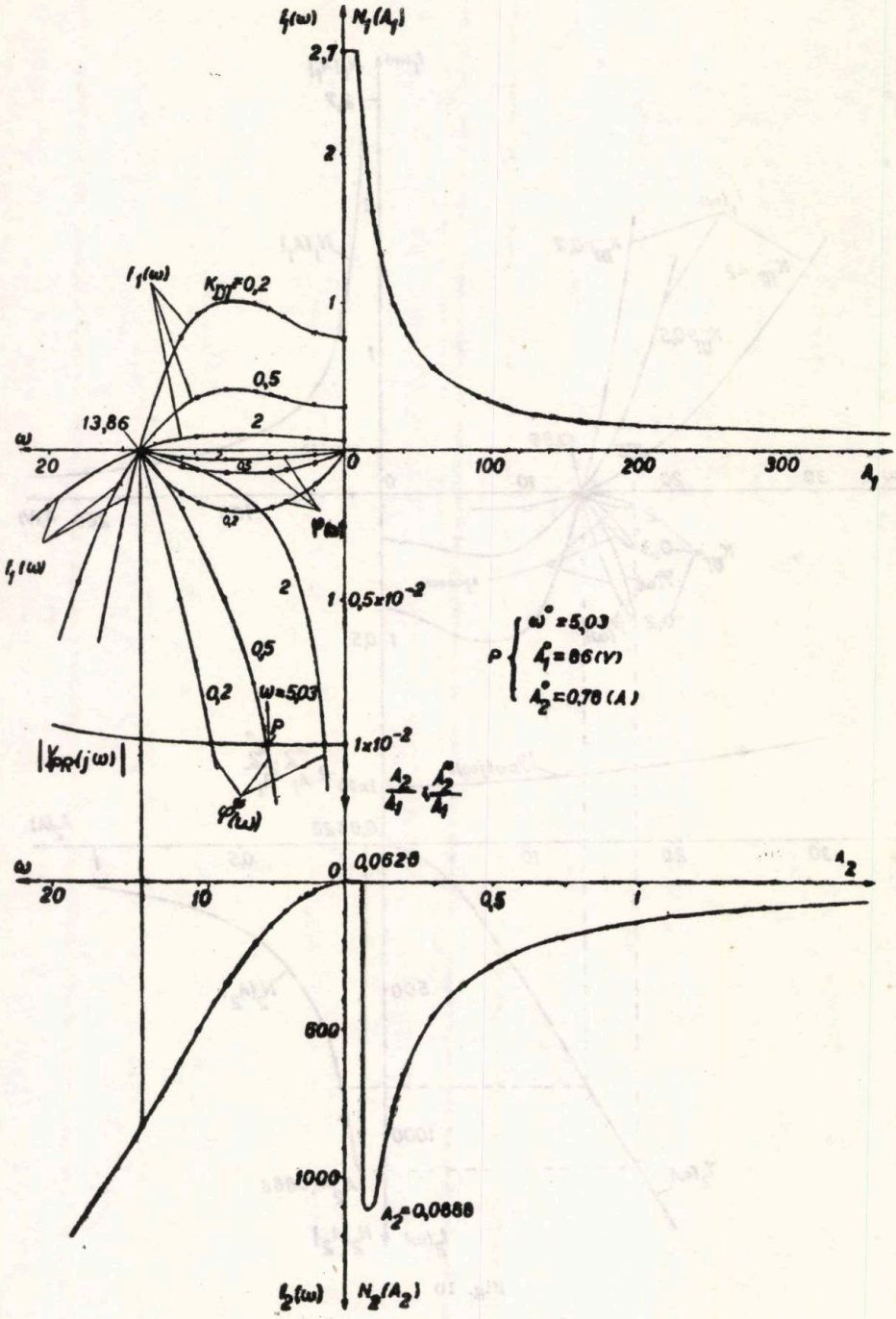

$f_1(\omega)$
$N_1(A_1)$
2,7
2
1
$N_1(A_1)$
$f_1(\omega)$
$K_{DT}=0,2$
$K_{DT}=2$
$K_{DT}=0,5$
17,5
13,86
1 div=0,02
ω
30
20
10
0
100
200
$A_1(V)$
2
$K_{DT}=$
0,3
$\varphi(\omega)$
0,2
$\varphi^*(\omega)$
$A_2=0,0888$
1
0,5
$|Y_{PR}(j\omega)|$
2
1×10^{-2}
$\frac{A_2}{A_1}$; $\frac{A_2^*}{A_1}$
0,0628
$A_2(A)$
ω
30
20
10
0,5
1
500
$N_2(A_2)$
1000
$f_2(\omega)$
$A_2=0,0888$
$f_2(\omega)$
$N_2(A_2)$

Fig. 10



$f_1(\omega)$
$N_1(A_1)$
2,7
2
1
$f_1(\omega)$
$K_{DT}=0,2$
0,5
2
13,86
ω
20
0
100
200
300
A_1
0,5
0,2
$\varphi(\omega)$
$f_1(\omega)$
2
1
$0,5\times10^{-2}$
0,5
0,2
ω=5,03
P
1×10^{-2}
$|Y_{PR}(j\omega)|$
$\frac{A_2}{A_1}$, $\frac{A_2^*}{A_1}$
$\varphi^*(\omega)$
P
$\omega^*=5,03$
$A_1^*=86\,(V)$
$A_2^*=0,78\,(A)$
ω
0
0,0628
A_2
20
10
0,5
1
600
1000
$A_2=0,0888$
$f_2(\omega)$
$N_2(A_2)$

Fig. 11

In the same way we can draw the conclusions regarding the influence of the performances of nonlinearity N_1 making part of the correction circuit on the system selfoscillations.

Remarks. 1° When modifying the constant K_{DT}, the values of the expressions $G_{re}(\omega)$ and $G_{im}(\omega)$ are modified directly proportional, and inversely proportional to function value $f_1(\omega)$ while function $f_2(\omega)$ remains the same. This allows an easy modification of the function graph $f_1(\omega)$ according to K_{DT}.

2° If in the block diagram from Fig. 9 the tension U_{DT_e} is considered to be a negative one, then reverting the sign of the function $G(j\omega)$, it is only the sign of function $f_1(\omega)$ that will be changed. The graph for this situation is given in Fig. 11. This time the pulsation value domain which should be taken into consideration is $0 < \omega \leqslant 13.86$. From the analysis of the figure it can be stated that the function graph $\varphi(\omega)$ considered for the same values 0.2 ; 0,5 ; 2, of constant K_{DT}, has the same origine and ends at the point with the abscisa $\omega = 13.86$. The graph of function comes from infinite when $\omega = 0$ and ends at the same point on the abscissa. Thus, in our case, irrespective to the constant value, K_{DT}, we obtain a point of intersection between the function graph $Y_{PR}(\omega)$ and that of function $\varphi^*(\omega)$. So, for $K_{DT} = 0.5$, for example, the point of intersection P shows that there are same selfoscillations. Out of the graph, we have the following parameters of these selfoscillations : a) pulsation $\omega^0 = 5.03$; the amplitude of the nonlinearity $N_1 - A_1$ input is 86 V ; the amplitude of the nonlinearity $N_2 - A_2$ input is 0.78 A. Comparing the oscillations parameters ω^0 and A_2^0 with the value $\omega^0 = 13.86$ and $A_2^0 = 0.16$ A of the input oscillations of the same nonlinearity of the initial system, we can state that this time the situation becomes clearly worse, what, however should have been expected. The selfoscillations corresponding to point P, according to [3], are stable.

6. Conclusions

Out the things stated above, some practical conclusions, which can be used in position servomechanism of relay type design, can be drawn as the followings :

1. There is a new possibility of anihilating the relay-type selfoscillations servomechanism making use of a nonlinear circuit which contains a direct current saturated amplifier, with a differentiator transformer. The applicability of this method is considered by the economic point of view on the volume of the necessary DT.

2. When chosen the correct output tension polarity of the transformer, the possibility of anihilating of the selfoscillations increases with the growth of the constant K_{DT}.

3. If the tension polarity U_{DT_e} is incorrectly chosen, the servomechanism we obtain is inferior to the initial one. The greater K_{DT} is the smaller are the pulsations of the selfoscillations which appear in this situation and the greater are the amplitudes A_1 and A_2. For this, when applying such

a correction, the absence of the tension polarity in the differentiator transformer is very important.

4. In order to analyze the servomechanism such corrected, we can succesfully use the method exposed in [2] and [3].

Recevoid, May 9, 1977

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Power Utilization
and Automation

REFERENCES

1. Sebastian L., *Contributions aux méthodes actuelles de détermination des oscillations libres des systèmes bouclés non-linéaires comportant une seule non-linéarité.* Rev. Automatisme, XVIII, *4*, 133–137 (1973).
2. Negoescu N., Sebastian L., *About a Grapho-Analytical Method for the Determination of the Self Sustained Oscillations for a Class of Automatic Nonlinear Systems.* Rev. I. E. E. E., Trans. on Automatic Control, AC-I6, 272–274 (1971).
3. Sebastian L., Voicu M., *Stabilität von Grenzschwingungen bei nichtlinearean Regelungssystemen mit zwei Nichtliniaritäten.* Regelungstechnik und Prozeß-Datenverarbeitung, *10*, 317–319 (1974).
4. Sebastian L., Negoescu N., *Asupra stabilităţii autooscilaţiilor sistemelor automate cu două nelinearităţi.* Rev. A. M. C., 57–61 (1971).
5. Davison E. J., *Aplication of the Describing Function Technique in a Single-Loop Feedback System with two Nonlinearities.* Rev. I. E. E. E, Trans. on Automatic Control, AC-13, 168 – 170 (1968).
6. Попов Е. П., Палтов И. П., *Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем.* Физматгиз, М., 1960

ELIMINAREA AUTOOSCILAŢIILOR UNUI SERVOMECANISM DE POZIŢIE DE TIP RELEU CU AJUTORUL UNUI CIRCUIT DE CORECŢIE NELINIAR

(Rezumat)

Se studiază un servomecanism de poziţie de tip releu, clasic, cu servomotor de curent continuu, excitat separat. Măsurarea erorii de poziţie se realizează cu ajutorul unei punţi constituite din potenţiometrul de comandă *CP* şi cel urmăritor *FP*, alimentate în curent continuu. Tensiunea de ieşire a punţii se aplică pe bobina unui releu polarizat tripoziţional, *PR*. Acesta comandă conectarea la reţea a servomotorului prin intermediul contactelor K_1 şi K_2. Reductorul de viteză *R* este liniar. Parametrii sistemului iniţial, reprezentat în fig. 1, au astfel de valori încît acesta prezintă autooscilaţii. Pentru înlăturarea autooscilaţiilor se realizează corecţia indicată în fig. 7, utilizînd un circuit derivaţie format dintr-un amplificator cu saturaţie care alimentează un transformator de derivare (în curent continuu). Se obţine astfel schema bloc din fig. 9. Utilizînd o metodă proprie, expusă în [2], se demonstrează că, conectînd corect transformatorul de derivare de amplificatorul cu saturaţie (din punct de vedere al polarităţii) şi alegînd corect parametrii care caracterizează cele două elemente de corecţie, se înlătură autooscilaţiile existente iniţial. În caz contrar se obţin autooscilaţii stabile, ceea ce se demonstrează utilizînd metoda expusă în [3].

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.3.018 : 621.391.51

DIGITALE SIMULATION DES VERZERRUNGSBETRIEBES VON ELEKTRISCHEN INDUSTRIELLEN NETZWERKEN ALS STOCHASTISCHER PROZEß

VON

M. VOICU

1. Einführung

Dieser Aufsatz ist der vierte aus der Reihe, die in [1] angekündigt wurde.

In [3] hat man die innere stochastische Störung $i_p(t)$ des verzerrenden Rezeptors (äquivalente Schaltung in Abb. 1 [2], [4]) mittels dynamisch statistischer Methoden analysiert, die als eine formelle Ursache des Verzerrungsbetriebes im Sinne der schon in [2], [5] ausgesagten Definitionen und Hypothesen betrachtet werden kann. Auf diese Weise und im allgemeinen wurde der Ausdruck des Leistungsdichte-Spektrums der inneren stochastischen Störung $i_p(t)$ festgesetzt.

Im folgenden wird die Frage der digitalen Simulation und der statistischen Analyse der Störung $i_p(t)$, gemäß ihrer analytischen Gestalt aus [2] gelöst, nachdem, als Beispiel, die Funktionierung eines elektrischen industriellen Netzwerkes, Unterlage des Verzerrungsbetriebes, simuliert wird.

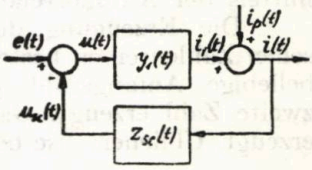


Abb. 1

Alle in FORTRAN zustandegebrachten Simulationsprogramme aus diesem Aufsatz und aus den zwei folgenden sind auf einem UNIVAC 1 108 Computer von der Technischen Universität Karlsruhe (B.R. Deutschland) während einer Spezialisierung bei Hernn Prof. Dr. rer nat. Otto F ö l l i n g e r abgelaufen worden.

Für die Simulation des Netzwerkes ist es notwendig, zu allererst einen stochastisch stationären Prozeß mit spektral vorgegebenen Eigenschaften zu simulieren. Es handelt sich um die Simulation einer Oberschwingung $i_k(t)$ gemäß ihrer Festlegung [3], [5]:

$$i_k(t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} I'_k \, \sigma(t - \tau_{k\mu}) \, e^{-\rho_k(t-\tau_{k\mu})} \sin k\omega_0 (t - \tau_{k\mu}), \quad (t \in R_+, \; k = 2, 3, \ldots) \tag{1}$$

und gemäß dem Beispiel aus [3], [5], wobei I_k gleichverteilt und $\varkappa$ (Zahl der Amplidutenwechslungen) P o i s s o n -verteilt, respektive τ exponentiell verteilt sind. Die Verteilungsfunktionen sind

$$(2)\qquad G_k(I_k) = \begin{cases} 0 & \text{für} \quad I \leqslant -I_{km}, \\ \frac{1}{2}(I_k/I_{km}+1) & \text{für} \quad -I_{km} < I \leqslant I_{km}, \\ 1 & \text{für} \quad I_{km} < I, \end{cases}$$

$$(3)\qquad W_k^{\tau}(\varkappa) = \sum_{i=0}^{\varkappa} \frac{(\nu_k\tau)^i}{i!} e^{-\nu_k\tau}, \quad (\varkappa = 0, 1, 2, \ldots;\ \tau \in R_+),$$

$$(4)\qquad w_k(\tau) = W_k^{\tau}(\varkappa)_{\varkappa=0} = e^{-\nu_k\tau}, (\tau \in R_+).$$

2. Digitale Simulation der stochastischen Störung $i_k(t)$

2. 1. Simulationsstrategie

Die digitale Simulation der Funktion (1) besteht aus fünf verschiedenen Sequenzanteilen und zwar :

1° Erzeugung einiger Reihen von stochastisch gleichverteilten Zahlen im Intervall [0, 1].

2° Prüfung der statistischen Hypothesen für die Zahlen von 1°.

3° Mit den Reihen von 1°, die die Hypothesen von 2° befriedigen, werden stochastische Zahlenreihen mit bestimmten Verteilungen neu erzeugt.

4° Erzeugung der stochastischen Störung durch eine chronologische Anordnung einiger Zahlenreihen, gemäß ihrer statistischen Eigenschaften auf grund der Zahlenreihen von 3°.

5° Analyse der statistischen Eigenschaften der stochastischen Störung mittels der Autokorrelationsfunktion und des Leistungsdichte-Spektrums.

Die Erzeugung der im Intervall [0, 1] gleichverteilten stochastischen Zahlenreihen besteht aus den Rekursionsverfahren. Man nimmt eine beliebige Anfangszahl γ_0 und durch das Rekursionsverfahren wird eine zweite Zahl erzeugt. Ganz allgemein wird die Zahl γ_{i+1} aus der Zahl γ_i erzeugt. Üblicherweise benützt man das Kongruenzverfahren. Man schreibt

$$(5)\qquad \gamma_{i+1} = \lambda\gamma_i + \mu, \ (\text{mod } P), \ (i = 0, 1, 2, \ldots),$$

wobei $P = 10^n$ oder 2^n (n beliebig) und λ, μ Einheitszahlen in Dezimal- oder Binärdarstellung sind.

Es ist ersichtlich, daß eine Wiederholung einer schon erzeugten Zahl als wahrscheinlich anzunehmen ist. Die Wiederholungsperiode kann aber sehr groß werden, wenn man alle Konstanten aus der Beziehung (5) sorgfältig auswählt. Darum heißen solche Zahlen gewöhnlich pseudostochastische Zahlen.

Die Prüfung der statistischen Hypothesen wird mit dem χ^2-Test durchgeführt [9], [10]. Die Anwendung dieses Tests stützt sich auf folgenden Satz : die Hypothese „die Zahlenreihe n_k, $(k = \overline{1, N})$, hat die Verteilung p" wird mit einer Wahrscheinlichkeit $P\%$ widerlegt, wenn $u_r^2 > \chi^2_{r-1:P\%}$; wenn $u_r^2 < \chi^2_{r-1:P\%}$, ist die Hypothese bestätigt.

Die Größe u_r hat die folgende Bedeutung

$$(6)\qquad u_r^2 = \sum_{j=1}^{r} \frac{(\nu_j - Np_j)^2}{Np_j},$$

wobei r die Gruppenzahl der Zahlenreihe, ν_j die absolute Frequenz der j-Gruppe, p_j—der Wert der p-Verteilung für die j-Gruppe und $\chi^2_{r-1;P\%}$—der Wert der χ^2-Verteilung für $r-1$ (Freiheitsgrad) und $P\%$ (Signifiquanzpegel) sind.

Der χ^2-Test erlaubt die Auswahl jener Zahlen γ_0, für die die statistischen Hypothesen befriedigt werden.

Falls x_{kn}, y_{kn} zwei im Intervall [0, 1] gleichverteilte Zahlenreihen sind, dann werden die Zahlenreihen von 3° durch die folgenden Umbildungen erhalten

$$(8) \qquad I_{kn} = I_{km}(2x_{kn} - 1), \qquad (9) \qquad \tau_{kn} = -\frac{1}{\gamma_k} \ln y_{kn}.$$

Mit den Zahlenreihen (8), (9) ist es möglich die Funktion $i_k(t)$ — Beziehung (1) — zahlenmäßig zu erzeugen. Der Ablauf von der Amplitude $I_{k\mu}$ und der Phase $\omega_k \tau_{k\mu}$ zu $I_{k\mu+1}$ und $\omega_k \tau_{k\mu+1}$ wird gemäß der Bedingung

$$(10) \qquad t \geqslant \sum_{n=1}^{\mu} \tau_{kn}$$

gleichzeitig gemacht.

Die Abschätzung der Autokorrelationsfunktion und des Leistungsdichte-Spektrums wird gemäß den Beziehungen

$$(11) \qquad \varphi^q_{i_k} = \overline{[i_k(t)\, i_k(t + q\,\Delta t)]_n} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{\mu} i_k(j\Delta t)\, i_k(j\Delta t + q\Delta t),$$

$$(q = 0, 1, 2, \ldots, Q),$$

$$(12) \qquad \Phi_{i_k}(\omega) = \left(\varphi^0_{i_k} + 2 \sum_{q=1}^{Q} \varphi^q_{i_k} \cos \frac{2\pi q}{2Q+1} p\right) \Delta t$$

ausgeführt, wobei $Q\Delta t = t_1$, die längste Verzögerungsdauer, für die die Autokorrelationsfunktion abgeschätzt werden soll, und

$$(13) \qquad \Delta\omega = \frac{2\pi}{(2Q+1)\,\Delta t}, \quad \omega = p\Delta\omega, \quad (p = 1, 2, \ldots, Q),$$

sind.

Bei der Benützung dieser Beziehungen muß für die prinzipielle Beseitigung der Übereinanderlagerungsfehler und als Konsequenz des Shannonschen Theorems [14], so eine Abtastfrequenz $1/\Delta t$ ausgewählt worden sein, daß sie größer als die doppelte Höchstfrequenz f_M aus $i_k(t)$, nämlich

$$(14) \qquad \frac{1}{\Delta t} \geqslant 2f_M$$

sei.

2. 2. Programme und Ergebnisse

Für die ersten zwei Sequenzanteile (1° und 2°) wurde ein selbstständiges Programm (TEST-03-NRAL) zusammengestellt, dessen logisches Schema in der Abb. 2 dargestellt ist. Die Unterprogramme RANDU-

Kongruenzverfahren für die im Intervall [0, 1] gleichverteilte pseudostochastische Zahlenreihenerzeugung und der GENGOF-χ^2-Test für die Prüfung der statistischen Hypothesen gehören zum *subroutine library* des Computers UNIVAC-1 108, [11]...[13]. Die Ergebnisse sind in der Tabelle 1 dargestellt.

Tabelle 1

Anfangszahl	Mittelwert	u_r^2	$P\%$	$\chi^2_{r-1:P\%}$
119	0,5254	2,0833	55,52	3,022
4 641	0,5101	2,5648	46,36	3,711
9 843	0,5210	0,2592	96,74	0,599
24 429	0,5144	1,3425	71,90	2,087
251	0,5141	0,2592	96,74	0,599

Die letzten drei Sequenzanteile (3°, 4° und 5°) wurden im Programm TEST-04-IK zusammengestellt, dessen logisches Schema in der Abb. 3 dargestellt ist. Es wurden $k=5$, $I_{5m}=12{,}73$ A, $\nu_5=25$ s^{-1}, $\varphi_5=0{,}01$ s^{-1}, $1/\Delta t = 1/0{,}0002 = 5\,000$ Hz angenommen. Die Autokorrelationsfunktion und das Leistungsdichte-Spektrum wurden beide in normierter Form durch das zum *subroutine library* des Computers UNIVAC-1 108 gehörende POWDEN Unterprogramm abgeschätzt, [11] ...[13].

In den Abb. 4 und 5 sind die Störung $i_5(t)$ für einige bestimmte Zeitabstände und das Leistungsdichte-Spektrum $\Phi_{i_5}/\varphi^0_{i_5}$ der Funktion $i_5(t)$ dargestellt.

3. Simulation des Verzerrungsbetriebes aus einem elektrischen industriellen Netzwerk

3. 1. Netzwerkimpedanz und Rezeptorenadmitanz

Das elektrische industrielle Netzwerk, das man als typisches Beispiel betrachten will, ist in der Abb. 6 dargestellt. Das Verhalten des großen Netzwerkes wird durch ein Verzögerungsglied 2. Ordnung angenähert, durch das die beherrschende Eigenfrequenz und die Abschwächung des großen Netzwerkes berücksichtigt werden, so daß die entsprechende äquivalente Schaltung von einem paralell geschalteten *RLC*-Kreis gebildet werden kann.

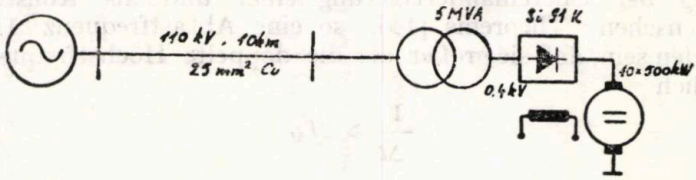


Abb. 2

Das Verhalten der anderen Ausrüstungen wird von ihren Nennwerten bestimmt.

Für die elektrische Leitung und für den Transformator wird die Π-, respektive die T-Vierpolschaltung benützt, so daß die äquivalenten Schaltungen des Netzwerkes, einschließlich der elektrischen Leitung und des Rezeptors einschließlich des Transformators die Gestalt aus den Abb. 7 und 8 haben.

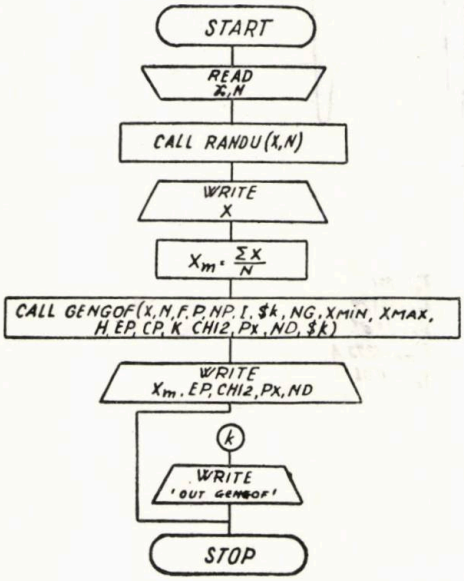

START
READ
X, N
CALL RANDU(X,N)
WRITE
X
$X_m = \frac{\Sigma X}{N}$
CALL GENGOF(X,N,F,P,NP,I,$k,NG,XMIN,XMAX,
H,EP,CP,K CHI2,PX,ND,$k)
WRITE
X_m, EP, CHI2, PX, ND
k
WRITE
'OUT GENGOF'
STOP

Abb. 2

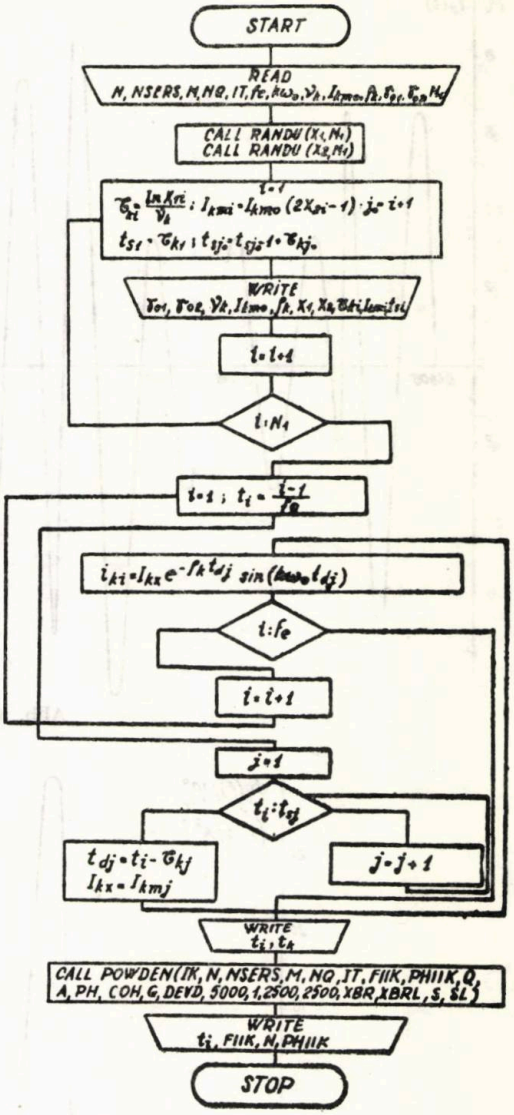

START
READ
N, NSERS, M, NQ, IT, fe, kω₀, ν_k, I_kmo, ρ_k, γ_01, γ_02, N_1
CALL RANDU(X₁,N₁)
CALL RANDU(X₂,N₁)
i=1
$\tau_{ki} = \frac{\ln X_{1i}}{\nu_k}$; $I_{kmi} = I_{kmo}(2X_{2i}-1)$; $j_0 = i+1$
$t_{s1} = \tau_{k1}$; $t_{sj_0} = t_{sj_0-1} + \tau_{kj_0}$
WRITE
γ01, γ02, ν_k, I_kmo, ρ_k, X1, X2, τki, Ikmi, tsi
i=i+1
i:N₁
i=1 ; $t_i = \frac{i-1}{f_e}$
$i_{ki} = I_{kx} e^{-\rho_k t_{dj}} \sin(k\omega_0 t_{dj})$
i:fe
i=i+1
j=1
$t_i : t_{sj}$
$t_{dj} = t_i - \tau_{kj}$
$I_{kx} = I_{kmj}$
j=j+1
WRITE
t_i, t_k
CALL POWDEN(IK,N,NSERS,M,NQ,IT,FIIK,PHIIK,Q,
A,PH,COH,G,DEVD,5000,1,2500,2500,XBR,XBRL,S,SL)
WRITE
t_i, FIIK, N, PHIIK
STOP

Abb. 3

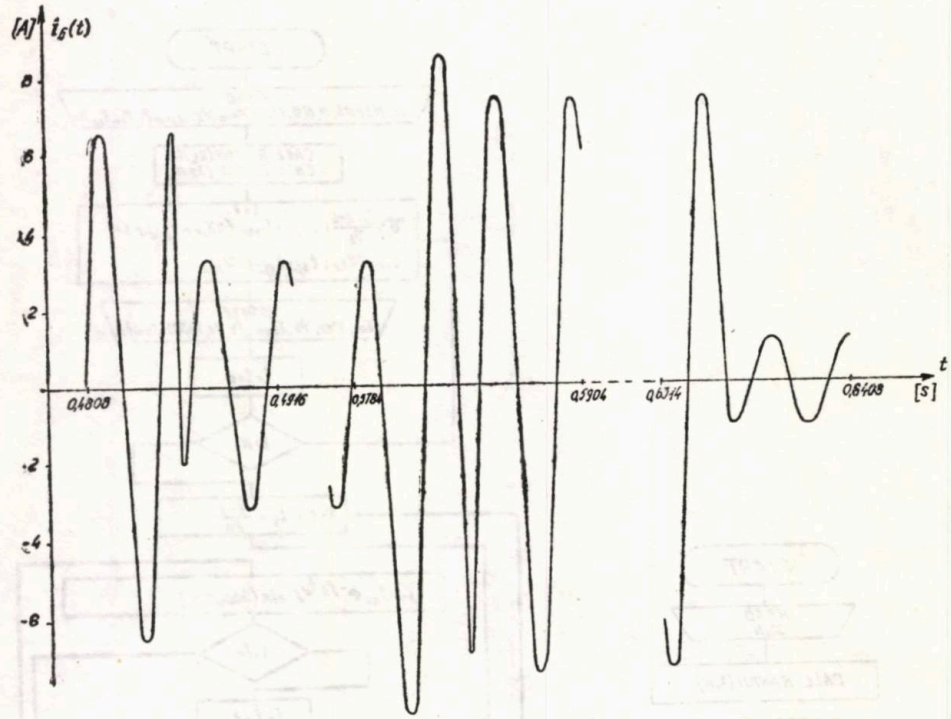

[A] $i_5(t)$
8
6
4
2
-2
-4
-6
0,4808
0,4916
0,5784
0,5904
0,6314
0,6408
t
[s]

Abb. 4

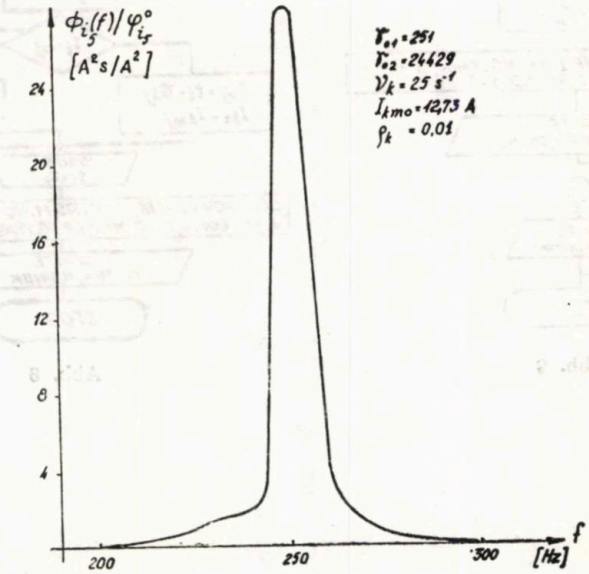

$\Phi_{i_5}(f)/\varphi^{\circ}_{i_5}$
$[A^2s/A^2]$
24
20
16
12
8
4
200
250
300
f
[Hz]
$\gamma_{01} = 251$
$\gamma_{02} = 24429$
$\nu_k = 25\ s^{-1}$
$I_{kmo} = 12{,}73$ A
$\rho_k = 0{,}01$

Abb. 5

Die Impedanz eines Motors ergibt sich mit der äquivalenten Schaltung aus der Abb. 9 und hat den Ausdruck:

$$Z'_{M1}(s) = \frac{U'_M(s)}{I'_{MT_1}(s)} = R_A \frac{T_m T_r s^2 + T_m s + 1}{T_m s}, \tag{15}$$

wobei

$$T_m = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{R_A}{\alpha_1 \alpha_2}, \quad T_r = \frac{L_A}{R_A}, \quad \alpha_1 = \frac{U'_{M\,\mathrm{nom}}}{n_{\mathrm{nom}}}, \quad \alpha_2 = 0{,}97\alpha_1.$$

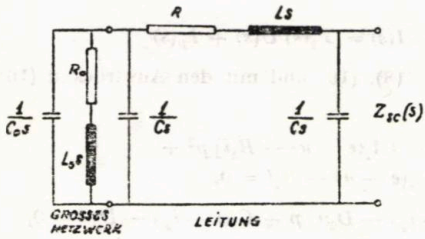


Abb. 7

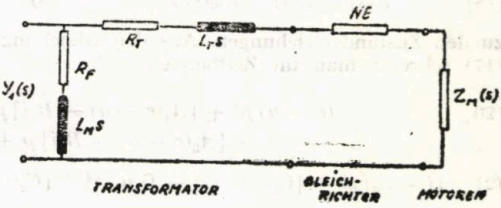


Abb. 8

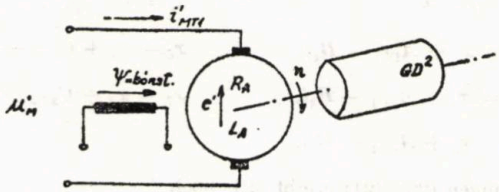


Abb 9

Die Kurzschlußimpedanz des Netzwerkes ist gemäß der Abb. 7

$$Z_{sc}(s) = \frac{B_1 s^3 + B_2 s^2 + B_3 s + B_4}{s^4 + A_1 s^3 + A_2 s^2 + A_3 s + A_4}, \tag{16}$$

wobe

$$A_1 = C(L_0 R + L R_0)(C_0 + C) A_4, \quad A_2 = (L_0 + R_0 R C)(C_0 + C) A_4,$$
$$A_3 = [R(C_0 + C) + C(R_0 + R)] A_4, \quad A_4 = 1/L_0 L C (C_0 + C),$$
$$B_1 = L_0 L (C_0 + C) A_4, \quad B_2 = (L_0 R + L R_0)(C_0 + C) A_4,$$
$$B_3 = [L_0 + L + R_0 R (C_0 + C)] A_4, \quad B_4 = (R_0 + R) A_4,$$

sind, und die linearisierte, auf die Hochspannungswicklung bezogene Rezeptorenadmittanz hat gemäß der Abb. 8 und der Beziehung (15) den Ausdruck

$$Y_1(s) = \frac{D_1 s^2 + D_2 s + D_3}{s^3 + C_1 s^2 + C_2 s + C_3}, \tag{17}$$

wobei

$$C_1 = \{[L_M(R_T + n_T^2 R_A/m + n_T^2/f'(0)] + R_F(L_T + n_T^2 R_A T_r/m)]\} a,$$
$$C_2 = \{[L_M n_T^2 R_A/(m T_m) + R_F[R_T + n_T^2 R_A/m + n_T^2/f'(0)]\}/a,$$

$$C_3 = aR_T n_T^2 R_A/(mT_m), \quad a = 1/[L_M(L_T + n_T^2 R_A T_r/m)],$$

$$D_1 = (L_M + L_T + n_T^2 R_A T_r/m)\, a, \quad D_2 = [R_F + R_T + n_T^2 R_A/m + n_T^2/f'(0)]\, a,$$

$$D_3 = an_T^2 R_A/(mT_m),$$

m — Zahl der Motoren, $1/f'(0)$ — Gleichrichterwiderstand sind.

3. 2. Zustandsgleichungen

Die digitale Simulation des dynamischen Systems aus der Abb. 1 folgt nach der Umbildung der Gleichungen

$$U(s) = E(s) - Z_{sc}(s)\, I(s), \qquad (19) \qquad I(s) = Y_1(s)\, U(s) + I_p(s) \tag{18}$$

zu den Zustandsgleichungen. Aus den Gleichungen (18), (19) und mit den Ausdrücken (16), (17) schreibt man im Zeitbereich

$$\begin{aligned}(e - u)\, p^4 + [A_1(e - u) - B_1 i]\, p^3 + [A_2(e - u) - B_2 i]\, p^2 + \\ + [A_3(e - u) - B_3 i]\, p + A_4(e - u) - B_4 i = 0,\end{aligned} \tag{20}$$

$$(i - i_p)\, p^3 + [C_1(i - i_p) - D_1 u]\, p^2 + [C_2(i - i_p) - D_2 u]\, p + C_3(i - i_p) - D_3 u = 0, \tag{21}$$

wobei $p = \mathrm{d}/\mathrm{d}t$ der Ableitungsoperator ist. Damit legt man die folgenden Zustandsvariablen fest:

$$\begin{cases} x_1 = e - u, & x_5 = i - i_p, \\ x_2 = \dot{x}_1 + A_1 x_1 - B_1 i, & x_6 = \dot{x}_5 + C_1 x_5 - D_1 u, \\ x_3 = \dot{x}_2 + A_2 x_1 - B_2 i, & x_7 = \dot{x}_6 + C_2 x_5 - D_2 u. \\ x_4 = \dot{x}_3 + A_3 x_1 - B_3 i, & \end{cases} \tag{22}$$

Aus den Gleichungen (20), (21) ergibt sich noch

$$\dot{x}_4 = -A_4 x_1 + B_4 i, \qquad \dot{x}_7 = -C_3 x_5 + D_4 u. \tag{23}$$

Nach einer entsprechenden Ausarbeitung der Beziehungen (22), (23) kann man die folgenden Zustandsgleichungen schreiben

$$\dot{X} = AX + BT, \qquad (25) \qquad V = CX + DT, \tag{24}$$

wobei

$$X = [x_1\ x_2\ x_3\ x_4\ x_5\ x_6\ x_7]^t, \qquad T = [e\ i_p]^t, \qquad V = [u\ i]^t,$$

$$A = \begin{bmatrix} -A_1 & 1 & 0 & 0 & B_1 & 0 & 0 \\ -A_2 & 0 & 1 & 0 & B_2 & 0 & 0 \\ -A_3 & 0 & 0 & 1 & B_3 & 0 & 0 \\ -A_4 & 0 & 0 & 0 & B_4 & 0 & 0 \\ -D_1 & 0 & 0 & 0 & -C_1 & 1 & 0 \\ -D_2 & 0 & 0 & 0 & -C_2 & 0 & 1 \\ -D_3 & 0 & 0 & 0 & -C_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad B = \begin{bmatrix} 0 & B_1 \\ 0 & B_2 \\ 0 & B_3 \\ 0 & B_4 \\ D_1 & 0 \\ D_2 & 0 \\ D_3 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad D = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

sind.

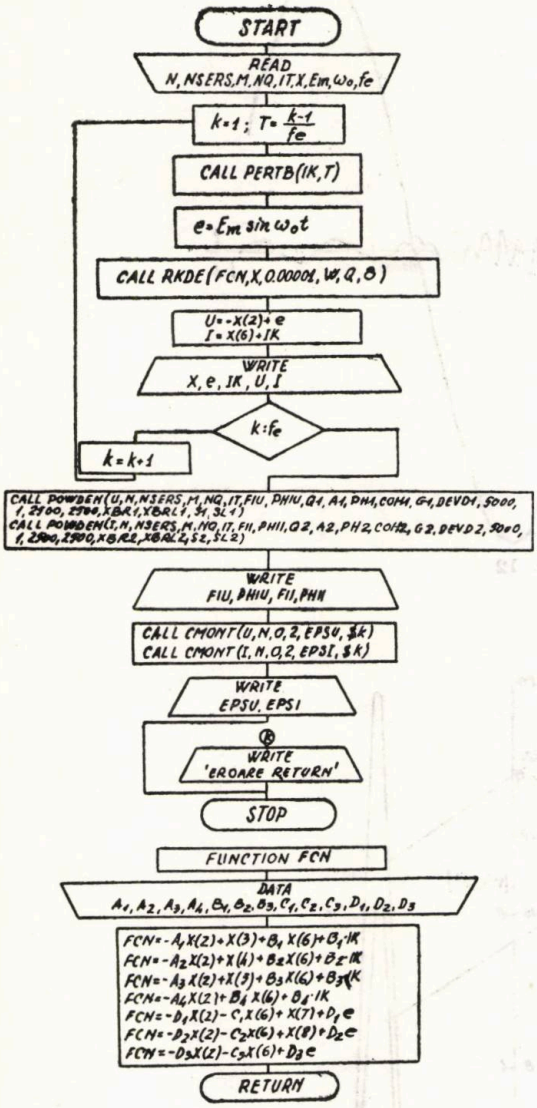

START
READ
N, NSERS, M, NQ, IT, X, Em, ω₀, fe
k=1 ; T= (k-1)/fe
CALL PERTB(IK,T)
e=Em sin ω₀t
CALL RKDE(FCN,X,0.00001,W,Q,8)
U=-X(2)+e
I=X(6)+IK
WRITE
X, e, IK, U, I
k:fe
k=k+1
CALL POWDEN(U,N,NSERS,M,NQ,IT,FIU,PHIU,Q1,A1,PH1,COH1,G1,DEVD1,5000,1,2500,2500,XBR1,XBRL1,S1,SL1)
CALL POWDEN(I,N,NSERS,M,NQ,IT,FII,PHII,Q2,A2,PH2,COH2,G2,DEVD2,5000,1,2500,2500,XBR2,XBRL2,S2,SL2)
WRITE
FIU, PHIU, FII, PHII
CALL CMONT(U,N,0,2,EPSU,$k)
CALL CMONT(I,N,0,2,EPSI,$k)
WRITE
EPSU, EPSI
WRITE
'EROARE RETURN'
STOP
FUNCTION FCN
DATA
A1, A2, A3, A4, B1, B2, B3, C1, C2, C3, D1, D2, D3
FCN=-A1X(2)+X(3)+B1X(6)+B1·IK
FCN=-A2X(2)+X(4)+B2X(6)+B2·IK
FCN=-A3X(2)+X(5)+B3X(6)+B3·IK
FCN=-A4X(2)+B4X(6)+B4·IK
FCN=-D1X(2)-C1X(6)+X(7)+D1e
FCN=-D2X(2)-C2X(6)+X(8)+D2e
FCN=-D3X(2)-C3X(6)+D3e
RETURN

Abb. 10

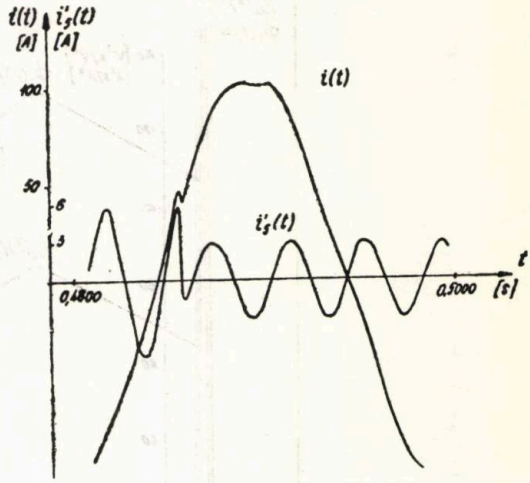

i(t)
[A]
i's(t)
[A]
100
50
6
3
i(t)
i's(t)
t
0,4800
0,5000
[s]

Abb. 11

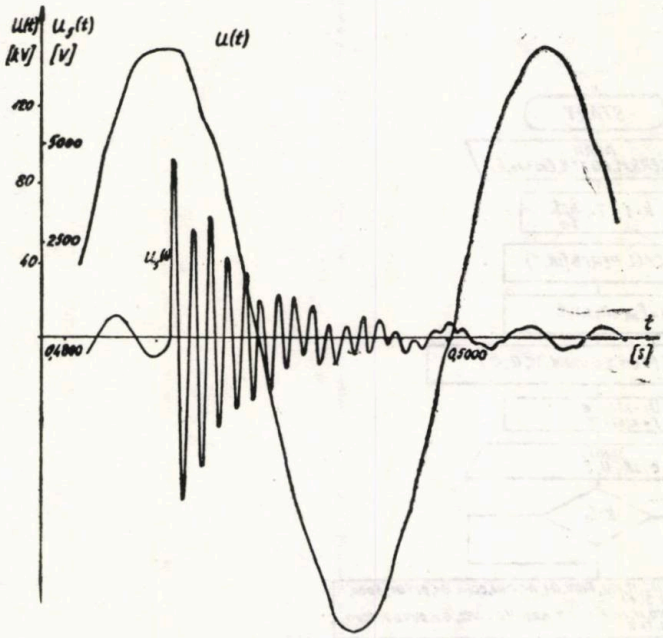

u(t)
[kV]
$u_j(t)$
[V]
u(t)
120
5000
80
2500
40
$u_j(t)$
0,4000
0,5000
t
[s]

Abb. 12

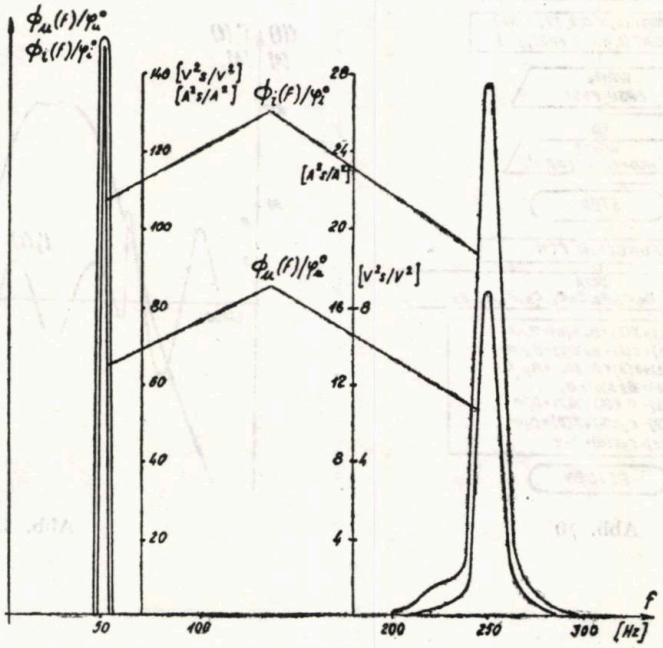

$\Phi_u(f)/\varphi_u°$
$\Phi_i(f)/\varphi_i°$
140 [V²s/V²]
[A²s/A²]
$\Phi_i(f)/\varphi_i°$
28
24
[A²s/A²]
120
100
20
$\Phi_u(f)/\varphi_u°$
[V²s/V²]
80
16
8
60
12
40
8
4
20
4
f
50
100
200
250
300
[Hz]

Abb. 18

3.3. Programme und Ergebnisse

Man benützt als digitale Integrationsverfahren die Runge — Kutta-Methode. Die Gleichungen (24), (25) stellen die passendste Schreibweise der Systemgleichungen dar. Die Eingangsgrößen sind die äquivalente deterministische Spannung $e(t)$ und die stochastische Störung $i_p(t)$. Die Ausgangsgrößen sind der Strom $i(t)$ und die Spannung $u(t)$.

Die Simulationsprogramme (TEST-05-SST1, TEST-06-SST1, TEST-07-SST1), deren gemeinsames logisches Schema in der Abb. 10 dargestellt ist, verwenden aus dem *subroutine library* des Computers die Unterprogramme RKDE - Runge — Kutta-Integrationsverfahren, POWDEN - Abschätzungsverfahren der Autokorrelationsfunktion und des Leistungsdichte-Spektrums, und CMONT - Abschätzungsverfahren der quadratischen Mittelwerte. Als spezielles Unterprogramm hat man das PERTB-subroutine für die Erzeugung der stochastischen Störung $i_5(t)$ nach dem TEST-04-IK zusammengestellt und im Hauptprogramm aufgerufen. Die Simulationsdauer ist eine Sekunde. Die Ergebnisse dieser Programme sind in den Abb. 11 ... 13 dargestellt.

Aus der Abb. 11 stellt man fest, daß die Störung $i_5(t)$ sich praktisch unverändert in der Stromoberschwingung 5. Ordnung $i_5'(t)$ wiederfindet. Der Verformungsgrad der Stromwelle wird durch den Verzerrungsrest R_{di} eingeschätzt, [2], dessen Wert für $T_0 = 1$ Sek., 4,86 A ist.

Die Abb. 12 hebt den Einfluß der Störung $i_5(t)$ über die Spannung $u(t)$ hervor. Der Verzerrungsrest R_{du} der Spannung $u(t)$ ist 722 V.

Man bemerkt den vorübergehenden Betrieb der Spannung $u_5(t)$, als Folge der zufälligen Änderung der Amplitude und der Phase des Stromes $i_5(t)$ bei $t = 0{,}4858$ Sek. Dabei werden die Eigenschaften (Eigenfrequenz usw) des Systems und die Tatsache, daß das System außerhalb des Verzerrungsbetriebs auch für die regellos auftretenden vorübergehenden Betriebe Unterlage ist, ausgezeichnet. Dieser sekundäre Vorgang ist nicht zu vernachlässigen, weil, wie sich dem Simulationsbeispiel ergibt, die maximalen Spannungsabwechslungen der vorübergehenden Schwingungen etwa 9 000 V (Abb. 12) betragen.

Die Abb. 13, in der die Leistungsdichte-Spektren der Spannung $u(t)$ und des Stromes $i(t)$ dargestellt sind, bestätigt, daß das System die Störung $i_5(t)$ nur wenig beeibflußt. Auf diese Idee kommt man, wenn die Leistungsdichte-Spektren von $i_5(t)$ und $i(t)$ verglichen werden (Abb. 5 und 13).

4. Schlußfolgerung

Das obig gewählte und simulierte System entspricht durch seine Eigenschaften, und zwar sein hinsichtlich des Stromes $i(t)$ neutrales Verhalten der Störung $i_5(t)$ gegenüber, der Notwendigkeit, daß die Minderung des Störungseinflusses durch einen Optimalfilter, der noch zu entwerfen ist, hervorragend sein könnte.

Anhang

$$A_1 = 847{,}34,\quad A_2 = 14{,}752 \cdot 10^8,\quad A_3 = 49{,}174 \cdot 10^{10},\quad A_4 = 65{,}328 \cdot 10^{13},$$
$$B_1 = 21{,}053 \cdot 10^6,\quad B_2 = 17{,}838 \cdot 10^9,\quad B_3 = 61{,}945 \cdot 10^{12},\quad B_4 = 21{,}134 \cdot 10^{15},$$
$$C_1 = 63{,}243,\quad C_2 = 71{,}340 \cdot 10^2,\quad C_3 = 14{,}472 \cdot 10^4,$$
$$D_1 = 0{,}208,\quad D_2 = 4{,}914,\quad D_3 = 30{,}988.$$

Eingegangen am 20. Juli 1976

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektroenergieanwendung
und Regelungstechnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Voicu M., *Über die Entwurfsvoraussetzungen der für die Dämpfung des Verzerungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken bestimmten Resonanzfilter.* Bul. Inst. polit. Iaşi, 20 (24), *3—4*, s. III, 83—90 (1975).

2. Voicu M., *Verzerrungsbetrieb als stochastischer Prozeß. Die allgemeine äquivalente Schaltung der elektrischen industriellen Netzwerke, Unterlage des Verzerrungsbetriebes.* Bul. Inst. polit. Iaşi, 21 (25), *3—4*, s. III, 45—50 (1976).
3. Voicu M., *Analyse der inneren stochastischen Störung, formelle Ursache des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken, mittels dynamisch statistischer Methoden.* Bul. Inst. polit. Iaşi, 22 (26), *3—4*, s. III, 53—60 (1977).
4. Voicu M., Sebastian L., *Analyse des Verzerrungsbetriebes von industriell angewandten elektrischen Netzwerken mittels dynamisch statistischer Methoden.* ETZ-A, **95**, 310—315 (1974).
5. Voicu M., *Asupra compensării optimale a regimului deformant din reţelele electrice industriale prin folosirea unor filtre Wiener autoadaptive.* Diss., Technische Hochschule Jassy, 1974.
6. Jansson B., *Random Number Generators.* Ahnquist & Wiksell, Stockholm, 1966.
7. Gordon G., *System Simulation.* Prentice-Hall Inc., Engl. Cliffs, New Jersey, 1969.
8. Stephenson E. R., *Computer Simulation for Engineers.* Harcourt Brace Jovanovich Inc., New York, 1971.
9. Heinhold J., Gaede K. W., *Ingenieur-Statistik.* R. Oldenbourg-Verlag, München-Wien, 1964.
10. Mihoc G., Firescu D., *Statistica matematică.* EDP, Buc., 1966.
11. * * * *Sperry Rand. UNIVAC 1 100 series. FORTRAN V Library. Programers Reference.* Sperry Rand Co., USA, 1971.
12. * * * *Sperry Rand. UNIVAC Large Scale Systems. MATH-PACK Programers Reference.* Sperry Rand Co., USA, 1967, 1970.
13. * * * *Sperry Rand. UNIVAC Large Scale Systems. STAT-PACK Programers Reference.* Sperry Rand Co., USA, 1967, 1970.
14. Korn G. A., *Simularea şi măsurarea proceselor aleatoare,* (aus englisch übersetzt). Ed. Tehn., Buc., 1969.
15. Jentsch W., *Digitale Simulation kontinuierlicher Systeme.* R. Oldenbourg-Verlag, München-Wien, 1969.

SIMULAREA CIFRICĂ A REGIMULUI DEFORMANT DIN REŢELELE ELECTRICE INDUSTRIALE, CA PROCES ALEATORIU

(Rezumat)

În acest articol, al patrulea din seria anunţată în [1], se rezolvă problema simulării şi analizei statistice numerice a perturbaţiei $i_p(t)$, în conformitate cu forma sa analitică din [2], după care, ca exemplu, se simulează cifric funcţionarea unei reţele electrice industriale, sediu al regimului deformant a cărui cauză formală este perturbaţia $i_p(t)$.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.317.39

THE STATIC FUNCTIONING OF LINEAR-MOVEMENT TRANSDUCERS BASED ON MAGNETIC AMPLIFIER PRINCIPLES

BY

IOSIF OLÁH

1. Introduction

The possibility of building new types of linear-movement transducers was introduce in our previous papers [1]...[3] where they were characterized by increased sensitivity and output power as compared to the traditional types of linear-movement transducers. This new type of transducers is based on a magnetic amplifier which is controlled by changing the reluctance of that part of the magnetic path through which continuous flux flows only, so that $w_c I_c =$ const. In the above mentioned papers the static input—output diagrams were drawn experimentally.

The present paper gives a new method for manufacturing the above mentioned movement transducers, and then, by making use of certain simplifying assumptions, the theoretical formulae are worked out corresponding to their static diagrams. The validity of all hypotheses is submitted to experimental verification.

2. Device Description

The constructional details of the device are represented in Fig. 1. The device consists of ferromagnetic ring *1* around which a.c.-supplied windings *3* are disposed and through which ferromagnetic part *2* can move freely in a direction perpendicular to the ring plane, creating thus the mobile armature of the transducer. Several windings are disposed around this part.

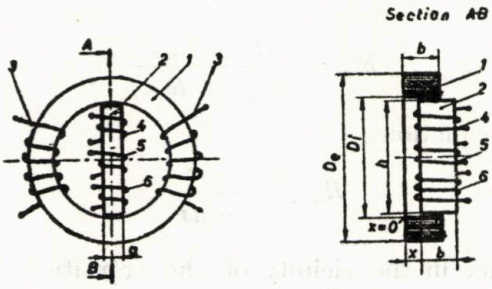


Fig. 1

The device represented in Fig. 1 differs from the those described in previous papers with regard to the construction of the variable reluctance part of the central column as well as the properties of the magnetic materials employed.

As far as constructional methods are concerned it is made clear that the ring *1* has its origin in a toroidal magnetic amplifier to which those elements given in the figure were added so as to achieve adequate guidance for the mobile armature (i.e. roll bearings).

Concerning the magnetic material of the ring itself, its properties have been determined experimentally by means of the ferroscopic method [5]... [7], which established that the material is a soft magnetic one, with $B_s = 0.715$ T, $B_r/B_s \approx 0.9$ and $H_c \approx 0.03$ Oe.

The a.c. windings *3* can be connected in both a.c. or d.c. output circuits. Windings *4*, *5* and *6*, disposed on the mobile armature, can be used as premagnetization, external magnetic feedback or premagnetization windings respectively.

3. The Theoretical Static Characteristics of the Device

In order to obtain the form of the theoretical input—output static characteristic, in other words of the dependence of the mean output current on the linear movement of the mobile part *2*, a simplified equivalent circuit corresponding to that represented in Fig. 1 is chosen in Fig. 2, where dispersion fluxes are not taken into account.

Referring to the circuit described, the d.c. magnetization flux for a constant premagnetization solenation ($\theta_c = I_c w_c =$ const.) will be as follows :

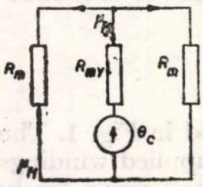


Fig. 2

$$\Phi_c = \frac{\theta_c}{R_{mv} + R_m/2}, \tag{1}$$

where R_m is the magnetic reluctance of the path along which the resultant flux : $\Phi_c \pm \Phi_\sim$ flows, namely

$$R_m = \frac{1}{\mu_{f1}} \cdot \frac{L_m/2}{S} = \frac{K_1}{\mu_{f1}(\Phi_c)}; \tag{2}$$

R_{mv} is the variable magnetic reluctance of that path of the magnetic circuit along which the continuous flux flows only (in the central column), given by :

$$R_{mv} = \frac{R_{mva}\, R_{mvf}}{R_{mva} + R_{mvf}}. \tag{3}$$

In this last equation

$$R_{mva} = \frac{h}{\mu_a a x} \tag{4}$$

is the air reluctance in the vicinity of the transition section, being uncovered by the mobile armature moving distance x, and

$$(5) \qquad R_{mvf} = \frac{h}{\mu_{f2} a(b-x)}$$

is the variable reluctance of the iron part.

In the above equations μ_{f1} is the absolute magnetic permeability of the ring (in the present case quite considerable); μ_{f2} is the absolute magnetic permeability of the mobile part which is made of normal Si plate as used in the construction of transformers; x is the linear movement of mobile part *2*; a,b,h, L_m and S are geometric dimensions as evident from Fig. 1.

Following a number of elementary steps formula (3) can be written under the form:

$$(6) \qquad R_{mv} = \frac{1}{\mu_{f2}} \cdot \frac{h}{a} \cdot \frac{1}{b + x(\mu_a/\mu_{f2} - 1)}$$

and since $\mu_a \ll \mu_{f2}$, it result:

$$(7) \qquad R_{mv} \approx \frac{1}{\mu_{f2}} \cdot \frac{h}{a} \cdot \frac{1}{b-x} = \frac{K_2}{b-x} = f_1(x),$$

where $K_2 = h/\mu_{f2} a$.

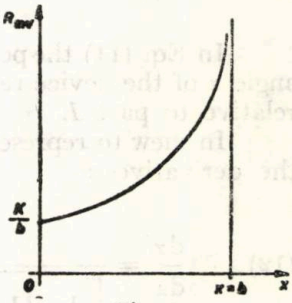


Fig. 3

Eqs. (6) and (7) show the dependence of reluctance R_{mv} on the linear movement of mobile armature *2*, as given in Fig. 1.

From (7), in particular case when $x=0$ and $x=b$, it result $R_{mv0} = K_2/b$ and $R_{mb} = \infty$, respectively.

On the other hand, as $dR_{mv}/dx > 0$ and $d^2R_{mv}/dx^2 > 0$ for any $0 \leqslant x \leqslant b$, it appears that function $f_1(x)$ exhibits a strictly ascendent and concave curve (Fig. 3).

By taking into account (2), (6) and (7) we can obtain the following expression for the flux created by the d.c. premagnetization solenation θ_c:

$$(8) \qquad \Phi_c = \frac{\theta_c}{\dfrac{h}{\mu_{f2} a} \cdot \dfrac{1}{b + x(\mu_a/\mu_{f2} - 1)} + \dfrac{K_1}{2\mu_{f1}}} = f_2(x).$$

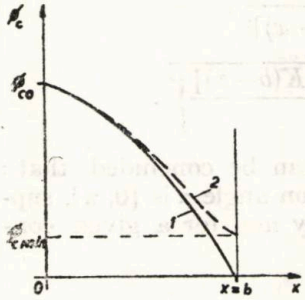


Fig. 4

Also, making use of simplified expression (7), we have:

$$(9) \qquad \Phi_c \approx \frac{\theta_c(b-x)}{K_2 + K(b-x)} = f_2(x),$$

where $K = L_m/4S\mu_{f1}$.

In (9), for $x = 0$ and $x = b$ it result $\Phi_{c0} = \Phi_{max} = b\theta_c/(K_2 + Kb) = \text{const.}$, and $\Phi_{cb} = 0$, respectively.

Since $d\Phi_c/dx < 0$ and $d^2\Phi_c/dx^2 < 0$ it follows that function $f_2(x)$ exhibits a strictly descendant and convex curve (Fig. 4, curve *1*).

If we take into account the influence of the dispersion, strongest around position $x \approx b$, then for $x = b$ the flux will not be null, but minimum, having a value Φ_{cmin} corresponding to the dispersion flux (Fig. 4, curve *2*).

Magnetic amplifier theory shows that, by choosing the a.c. supply voltage such that for zero control current, the maximum flux should not exceed the saturation flux (i.e. $\Phi_m \leqslant \Phi_s$), the saturation angle can be calculated from expression [8] :

$$\alpha = \arccos\left(1 - 2\frac{\Phi_s - \Phi_c}{\Phi_m}\right). \tag{10}$$

From (9) and (10) we have :

$$\alpha = \arccos\left[1 - 2\frac{\Phi_s - \dfrac{\theta_c(b-x)}{K_2 + K(b-x)}}{\Phi_m}\right] = f_3(x). \tag{11}$$

In Eq. (11) the possibility is made evident of modifying the saturation angle α of the device represented in Fig. 1 by linearly moving mobile part relative to part *1*.

In view to represent graphically the Eq. (11) it is necessary to perform the derivatives :

$$\frac{d\alpha}{dx} = \frac{\dfrac{2}{\Phi_m} \cdot \dfrac{K_2\theta_c}{[K_2 + K(b-x)]^2}}{\sqrt{1 - \left\{1 - 2\dfrac{\Phi_s - \theta_c(b-x)/[K_2 + K(b-x)]}{\Phi_m}\right\}^2}} = A\frac{B(x)}{C(x)} \tag{12}$$

and

$$\frac{d^2\alpha}{dx^2} = A\frac{\dfrac{dB}{dx}C(x) - \dfrac{dC}{dx}B(x)}{[C(x)]^2}, \tag{13}$$

where the following notations were used :

$$A = \frac{2K_2\theta_c}{\Phi_m}, \quad B(x) = \frac{1}{[K_2 + K(b-x)]^2},$$

$$C(x) = \sqrt{1 - \left\{1 - 2\frac{\Phi_s - \theta_c(b-x)/[K_2 + K(b-x)]}{\Phi_m}\right\}^2}.$$

From the analysis of relations (11)...(13) it can be concluded that :

a) The theoretical variation range for saturation angle α is $[0, \pi]$, supposing that for a given value of a.c. voltage supply and for a given construction the following condition

$$\Phi_s = \Phi_m = \Phi_{c\max} = \frac{\theta_c b}{K_2 + Kb},$$

can be fulfilled.

b) For $0 \leqslant x \leqslant b$ it results $d\alpha/dx > 0$, and function $\alpha = f_3(x)$ is strictly ascendant.

c) If the hypothesis made under point a) are valid it follows that for $x = 0$ and $x = b$, $d\alpha/dx = \infty$, i.e. curve $\alpha = f_3(x)$ has two asimptotes : the vertical axis and a line parallel to it passing through point $x = b$.

d) Taking into account that in the interval $x \in [0,b]$, $A > 0$, $B(x) < > 0$, $C(x) > 0$,

$$\frac{dB}{dx} = \frac{2K}{[K_2 + K(b-x)]^2} > 0$$

and also that

$$\frac{dC}{dx} = \frac{2\theta_c K_2}{\Phi_m [K_2 + K(b-x)]^2} \times$$

$$\times \frac{1 - 2\,\dfrac{\Phi_s - \theta_c(b-x)/[K_2+K(b-x)]}{\Phi_m}}{\sqrt{1 - \left\{1 - 2\,\dfrac{\Phi_s - \theta_c(b-x)/[K_2+K(b-x)]}{\Phi_m}\right\}^2}} \begin{cases} > 0 & \text{for } x < x_i, \\ < 0 & \text{for } x > x_i, \end{cases}$$

it follows that within the interval $x \in [0, x_i]$ the function $\alpha = f_3(x)$ exhibits a convex curve as a result of $d^2\alpha/dx^2 < 0$, but a concave curve within the interval $x \in (x_i, b]$ because $d^2\alpha/dx^2 > 0$. In the above expressions x_i is the abscissa of the inflexion point :

$$x_i = \frac{(K_2 + Kb)(2\Phi_s/\Phi_m - 1) - 2b\theta_c/\Phi_m}{K(2\Phi_s/\Phi_m - 1) - 2\theta_c/\Phi_m}.$$

As can be seen from the latter expression, the value of the inflexion point abscissa depends on the quality of the magnetic circuit (K_1, K_2, Φ_s), as well as on its geometric dimensions (a, b, L_m) and on the value of the supply voltage (Φ_m and θ_c).

e) Function $\alpha = f_3(x)$ has the form represented in Fig. 5, curve *1*.

f) Taken into account the presence of dispersion and of the fact that condition under point a) cannot be fulfilled always, then the real shape of $\alpha = f_3(x)$ corresponds to curve *2*, Fig. 5.

g) It is possible to observe, as a conclusion, that for real devices the saturation angle varies within a range smaller than $[0, \pi]$.

From magnetic amplifier theory it is known that the mean value of the current flowing in a load resistor can be calculated as :

$$I_e = \frac{U}{R_e} \cdot \frac{1 + \cos\alpha}{2}, \tag{14}$$

where : U is the mean value of the a.c. excitation voltage, R_e — the value of the load resistor (we take the resistance of rectifiers and load windings to be negligible compared to R_e).

Considering expression (11) for the saturation angle, Eq. (14) may be transformed into :

$$I_e = \frac{U}{R_e}\left[1 - \frac{\Phi_s - \theta_c(b-x)/[K_2+K(b-x)]}{\Phi_m}\right] = D + EF(x), \tag{15}$$

where

$$D = \frac{U}{R_e}\left(1 - \frac{\Phi_s}{\Phi_m}\right), \quad E = \frac{U\theta_c}{R_e\Phi_m} \quad \text{and} \quad F(x) = \frac{b-x}{K_2 + K(b-x)}.$$

Supposing that $\Phi_s = \Phi_m$, it follows $D = 0$, and the current variation will be described by the following approximative equation :

$$\tilde{I}_e = \frac{U}{R_e} \cdot \frac{\theta_c}{\Phi_m} \cdot \frac{b-x}{K_2 + K(b-x)} = EF(x). \tag{16}$$

Noting that

$$\frac{d\tilde{I}_e}{dx} = -\frac{EK_2}{[K_2+K(b-x)]^2} < 0, \text{ for } 0 \leqslant x \leqslant b,$$

and

$$\frac{d^2\tilde{I}_e}{dx^2} = \frac{2EKK_2}{[K_2+K(b-x)]^3} < 0, \text{ for } 0 \leqslant x \leqslant b,$$

and that for $x = 0$, $\tilde{I}_{e0} = \frac{U}{R_e} \cdot \frac{\theta_c}{\Phi_m} \cdot \frac{b}{K_2+Kb}$ and for $x = b$, $\tilde{I}_{eb} = 0$, it follows that the curve representing the equation (16) is strictly descending and convex, as shown in Fig. 6, curve *1*.

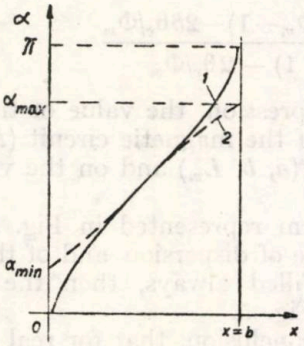


Fig. 5

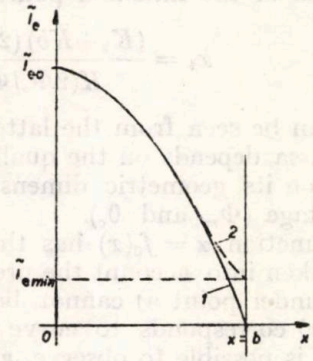


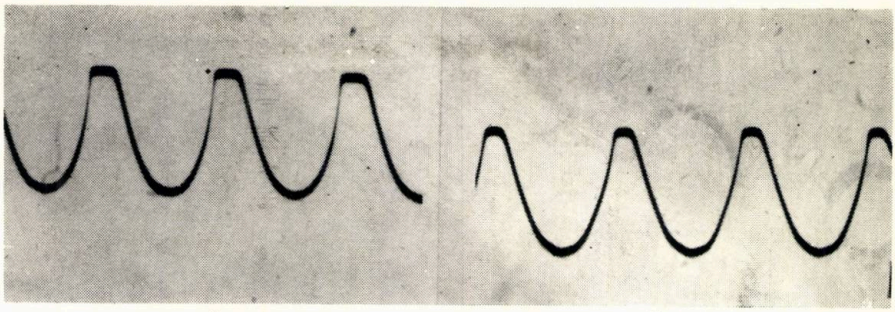
Fig. 6

For real devices, i.e. devices exhibiting a dispersion flux and not satisfying the condition under point a) above, the mean output current varies according to Fig. 6. curve *2*.

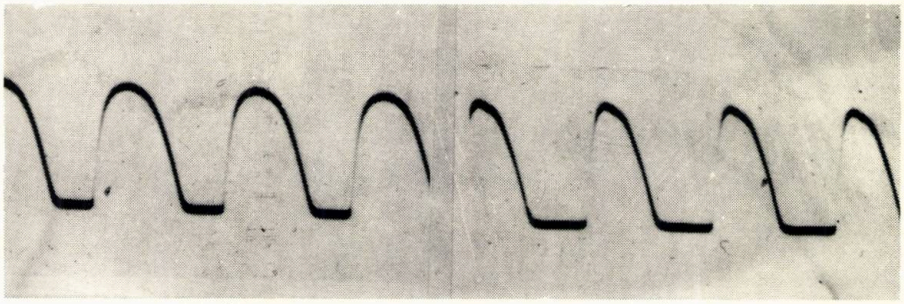
The curves represented Fig. 6 show that the device from Fig. 1 is a linear-movement transducer.

4. Experimental Results

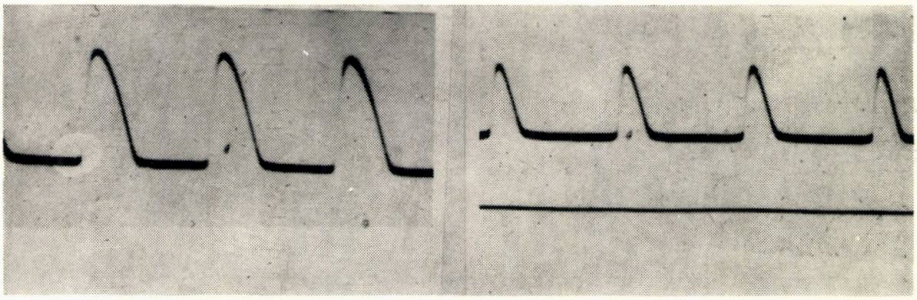
The experimental tests have been carried out on a transducer conceived according to Fig. 1, and possessing the following features : a) ring made of magnetic amplifier type of ferromagnetic plate as indicated in § 2 ; b) mobile ferromagnetic part of type I-10 transformer sheets ; c) load windings has $w_S = 800$ turns and $d = 0.35$ mm ; d) d.c. premagnetization winding has $w_c = 900$ turns, $d = 0.35$ mm, e) d.c. polarization winding has $w_p = 900$ turns, $d = 0.35$ mm, f) feedback winding has $w_r = 1\,000$ turns, $d = 0.35$ mm, $D_e = 66$ mm, $D_i = 52$ mm, $b = 10$ mm, $r_s = 10\,\Omega$, $r_c = 28\,\Omega$, $r_p = 23\,\Omega$, $r_r = 10\,\Omega$.



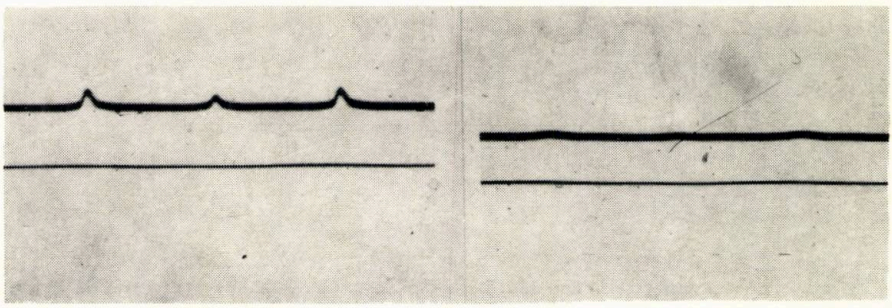
$x=0$ mm $x=2$ mm



$x=4$ mm $x=6$ mm

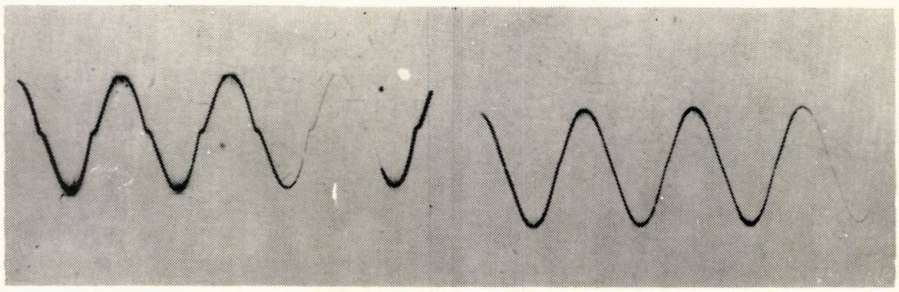


$x=8$ mm $x=10$ mm

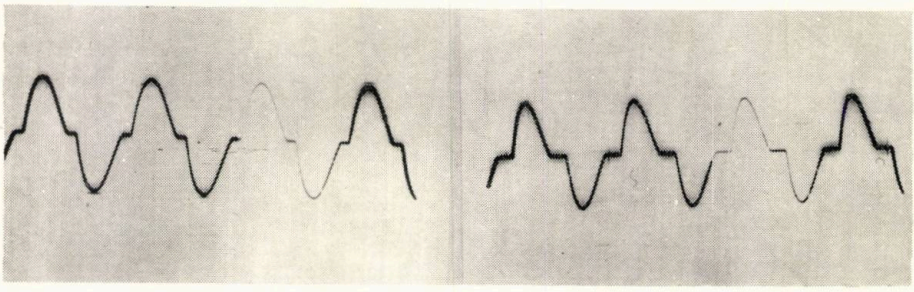


$x=12$ mm $x=14$ mm

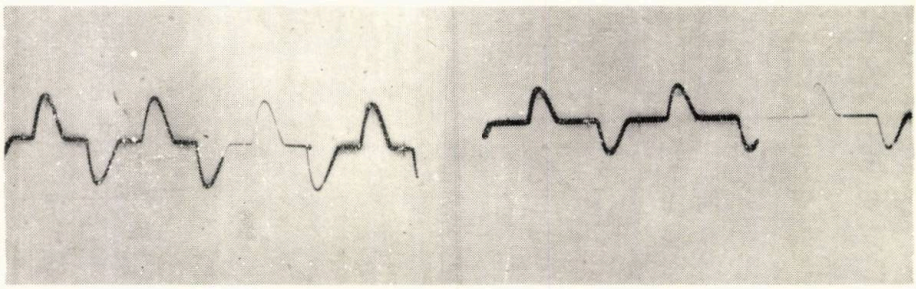
Fig. 8



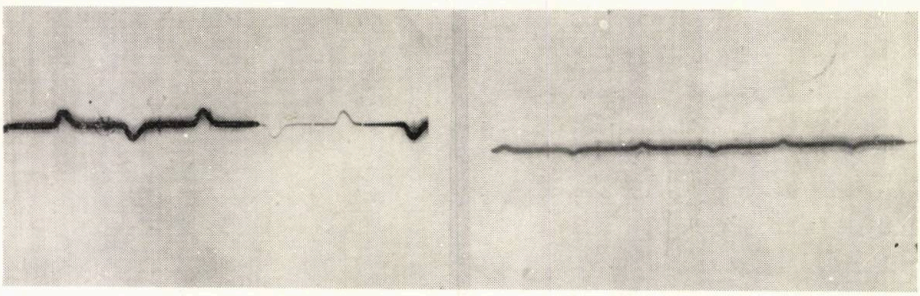
$x=0$ mm $x=2$ mm



$x=4$ mm $x=6$ mm



$x=8$ mm $x=10$ mm



$x=12$ mm $x=14$ mm

Fig. 10

The described transducer was used to achieve the circuit represented in Fig. 7, having a d.c. output on an activ load. Oscillograph pictures were taken of the output current curve for various positions of the mobile armature relative to the transducer core, for constant a.c. suplly voltage and premagnetization solenation, 17 V and 418 Aturns, respectively. These pictures are shown in Fig. 8, confirming that the device represented in Fig. 1 is a linear-movement transducer and outlining the good properties of the magnetic material used to manufacture the outerring. The oscillographic measurements were then used to draw the static curve $\alpha = f_3(x)$ (Fig. 9). These figure also shows the mean current variation, as measured during experimental tests across the transducer output.

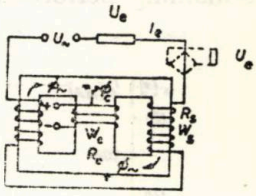


Fig. 7

It is easily ascertainable that the experimental curves $\alpha = f_3(x)$ and $I_e = f_4(x)$ correspond to a great extent with the theoretical ones. It is worth to observe that both the saturation angle and the mean output current vary along a continuous curve even after the transducer core width is overstepped ($b = 10$ mm), which is due to the dispersion flux most powerfully manifest around position $x \approx b$. Consequently, the range of variation of both the saturation angle and the man output current show a perceptible increase. For the curves represented in Fig. 9 for instance the saturation angle can be found to increase from 112° ($0 \leqslant x \leqslant 10$ mm) to 153° ($0 \leqslant x \leqslant 14$ mm) and the output current to increase from 220 mA to 260 mA.

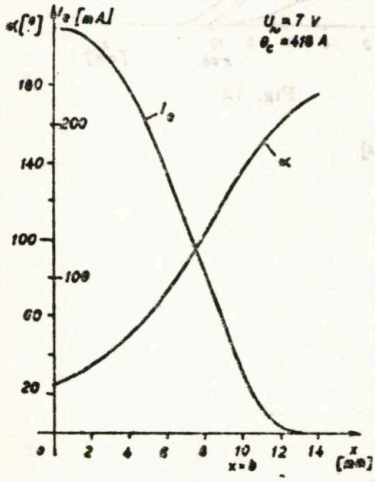


Fig. 9

An a.c. output circuit was used based on the same transducer (Fig. 7) for a voltage supply of 17 V and a premagnetization solenation of 418 Aturns. Fig. 10 gives the corresponding oscillograph, which were then used in Fig. 11 to represent the variations of the saturation angle and the output current as measured during experimental tests.

Fig. 12 and 13 illustrate the way the a.c. voltage supply, the premagnetization solenation and the types of load windings connexion influence upon transducer performance, as shown by experimental curves. The experimental results are given for an a.c. output circuit as well as for an internal magnetic feedback circuit, in Figs. 12 and 13 respectively.

5. Conclusions

1. The experimental results confirm the possibility that the device represented in Fig. 1 can function as a linear-movement transducer.

2. The shape of the experimental static curves is very similar to that of theoretical ones.

3. An analysis based on Figs. 12 and 13 shows that these transducers possess a marked advantage over the transducers described in [1]; the possibility of zero mean output current (corresponding to position $x = b$) obtained by simple electrical means while maintaining good values for the remaining performance qualities of these transducers.

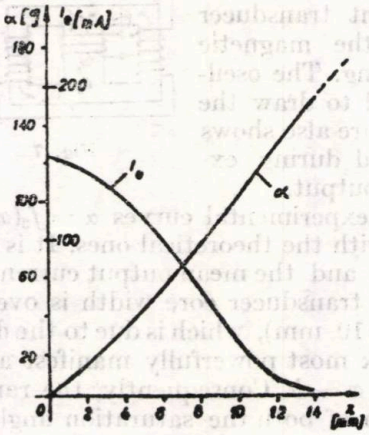


Fig. 11

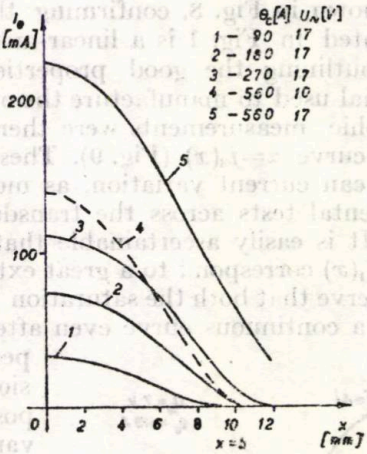


Fig. 12

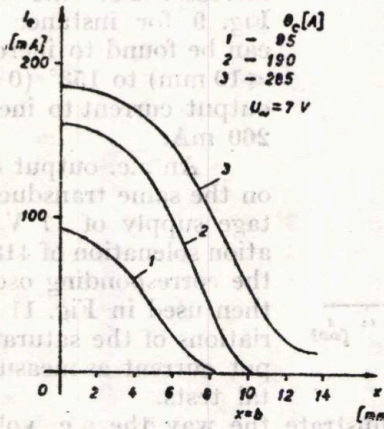


Fig. 13

4. The transducer sensitivity is considerably increased through use of internal magnetic feedback particularly in its linear domain, but also in the domain corresponding to $x \approx b$, as long as the premagnetization solenation within certain limits.

5. The dynamic functioning of the transducer described here will be given in a subsequent paper.

Received, November 1, 1977

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Power Utilization and Automation

REFERENCES

1. Oláh I., Oláh R., *About a New Type of Linear Movement Transducer*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XVII(XXI), *3–4*, s. III (1971).
2. Oláh I., Oláh R., *A Transducer capable of Tensing the Direction of Mechanical Linear Movement*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XIX(XXIII), *1–2*, s. III (1973).
3. Oláh I., Oláh R., Patent R.S.R., Nr. *56667*, 1973.
4. Oláh I., *Contribuţii privind conceperea, realizarea şi experimentarea unor noi tipuri de traductoare de deplasare*. Diss., Polyt. Inst., Jassy, 1975.
5. Cedighian S., *Materiale magnetice*. Ed. Tehn., Buc., 1967.
6. Wiener U., *Măsuri electrice industriale*, (transl. from. German). Vol. II, Ed. Tehn., Buc., 1969.
7. Соловов В. Я., *Осциллографические измерения*. Изд. Энергия, М., 1968.
8. Bejan I., *Amplificatorul magnetic în sistemele automate*. Ed. Tehn., Buc., 1972.

ASUPRA REGIMULUI STAŢIONAR AL TRADUCTOARELOR DE DEPLASARE LINIARE REALIZATE PE BAZA AMPLIFICATORULUI MAGNETIC

(Rezumat)

În [1] s-a arătat că printr-o alegere corespunzătoare a circuitului magnetic al unui amplificator magnetic, la care reluctanţa magnetică a porţiunii de circuit magnetic prin care circulă numai fluxul continuu depinde de o deplasare liniară, acesta devine un traductor de deplasare liniară; caracteristicile statice ale dispozitivului au fost studiate numai pe cale experimentală.

În lucrarea de faţă se prezintă, mai întîi, o nouă variantă de realizare a traductoarelor de deplasare liniare concepute de autor, după care, pe baza unor ipoteze simplificatoare adoptate, se deduc formele teoretice ale caracteristicilor statice respective. Valabilitatea ipotezelor simplificatoare adoptate se verifică experimental.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTROTEHNICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.317.44

ON THE POSSIBILITY OF USING A RING CORE FLUX-GATE CIRCUIT AS A THICKNESS TRANSDUCER

BY

PARASCHIVA HABA, N. ALEXANDRU and VIOREL COSMA

1. Introduction

It was shown [1] that a ring core flux-gate possessing two equally rated windings, acting in a self-saturating magnetic amplifier circuit, may certify the existence of a constant magnetic field as well as its reversal. The current and the sensitivity of a flux-gate operating in such a circuit were calculated in [3].

Based upon this we studied the possibility of constructing a thickness or displacement transducer, by associating a permanent magnet (PM) to the flux-gate.

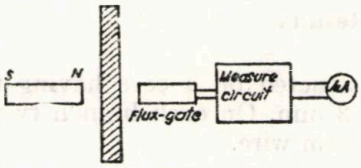


Fig. 1

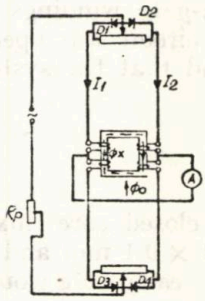


Fig. 2

A basic arrangement of this transducer, as illustrated in Fig. 1, is derived from an other arrangement indicated in [2].

Approaching or removing the PM to the flux-gate connected in the measuring circuit will produce a deflection at the indicating instrument, which can be calibrated directly in milimeters.

Some more configurations for the measuring circuit were tried and the most sensitive was found the bridge arrangement as indicated in Fig. 2.

2. Basic Principles of the Transducer

For achieving this arrangement, the ring core flux-gate must have two equally rated windings on each side. Each of the four windings will be placed in a bridge arm. They are connected in the circuit as the produced flux components should be additive in the flux-gate core. The bridge is supplied by means of four rectifying diodes, so the circuit is self-saturating. Assuming symmetrical circuit conditions in the absence of the external unidirectional field, the currents flowing through the four windings of the flux-gate will have the same magnitude, so the indicating instrument connected across the other diagonal of the bridge will indicate no current.

If there is an external unidirectional field, the respective unidirectional flux component and the respective flux component existing in the arm will be additive in one branch of the flux-gate and subtractive in the other. This leads to a variation of the currents in both branches of the flux-gate, the bridge will be consequently unbalanced and the instrument will indicate a certain value.

In the present work we have studied the variation of the current through the measuring instrument for different values of the supply voltage and the external unidirectional field produced by means of H e l m h o l t z coils, which surround the closed core flux-gate element.

Then we replaced the field created by the H e l m h o l t z coils by an unidirectional magnetic field produced by a PM. We approached and removed it from the flux-gate and found that the system is sensitive to the approach or removal of the PM.

From [1] and [3] it is apparent that the currents flowing through the flux-gate windings depend on the frequency of the supply voltage. So, the circuit was operated from a variable frequency power source and we found that the system is sensitive enough to the frequency variation.

3. Test Results

A closed core flux-gate was constructed on a core having the sizes 42 × 42 × 0.1 mm and a thickness of 3 mm. On each branch two coils of 500 rates each were wound, using a 0.2 mm wire.

The flux-gate was connected in a bridge circuit, as illustrated in Fig. 2 and supplied by means of a continuously adjustable autotransformer. Using this circuit, various characteristics were obtained, as stated in the following :

1° $I_a = f(I)$-characteristic, representing the current variation which flows through the indicating instrument across the diagonal of the bridge versus the external unidirectional field variation, created by the H e l m h o l t z coils. The characteristics were plotted for constant values of the supply voltage at the frequency of 50 c/s, as illustrated in Fig. 3.

It is apparent from these characteristics that the current will be greater for higher values of the external unidirectional field and the supply voltage.

It was not possible to work at voltages higher than 90 V, because of the raise of the current flowing through the flux-gate windings.

2° For the purpose of using the flux-gate in the construction of a transducer, the $I_a = f(d)$-characteristics were plotted, where d is the distance between the flux-gate element and a bar-shaped PM. The characteristics were traced for a set of constant supply voltages, with a frequency of 50 c/s, as shown in Fig. 4.

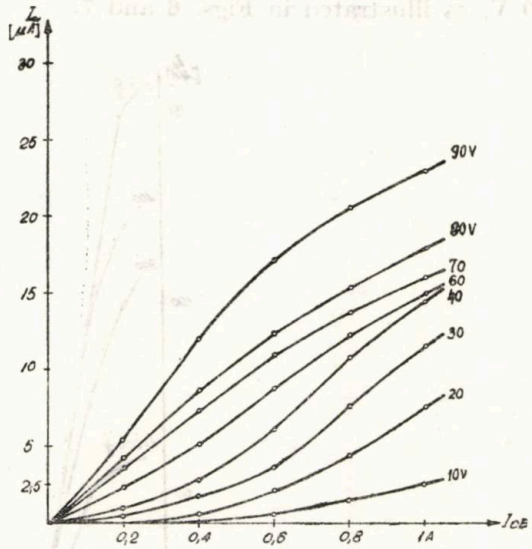


Fig. 3

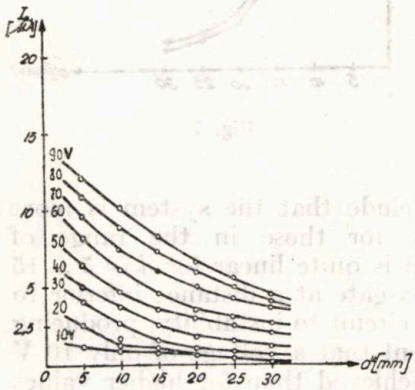


Fig. 4

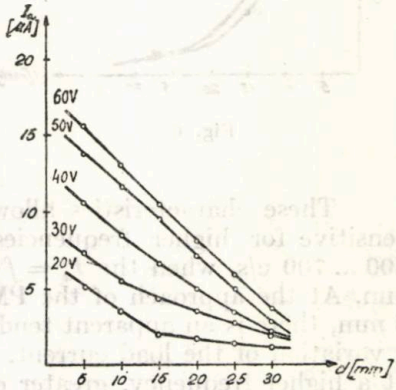


Fig. 5

It is apparent that for supply voltages of 80 ... 90 V, the characteristics exhibit linear variation for distances in the range of 2.5 ... 20 mm. The current indicated by the instrument across the diagonal of the bridge is seen to increase linearly as the resistance in the supply circuit decreases.

Thus, for smaller voltages, of about 50 ... 60 V and $\frac{1}{2} R_p = 150\ \Omega$ very good characteristics were obtained, as illustrated in Fig. 5. But, in this case there was a limit on the admissible current in the flux-gate windings.

3° The $I_a = f(d)$-characteristics, with the frequency of the supply voltage as a parameter, were plotted by feeding the circuit by means of a *RC* variable frequency tone generator TESLA-type, with a maximum output voltage of 10 V, as illustrated in Figs. 6 and 7.

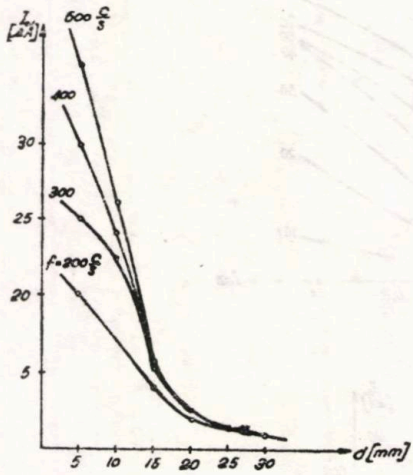


Fig. 6

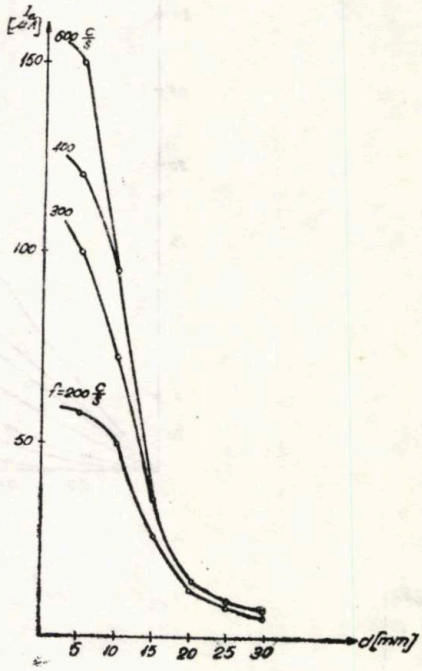


Fig. 7

These characteristics allow us to conclude that the system is more sensitive for higher frequencies, especially for those in the range of 400 ... 700 c/s, when the $I_a = f(d)$ variation is quite linear for $d = 5 \ldots 15$ mm. At the approach of the PM to the flux-gate at a distance inferior to 5 mm, there is an apparent tendency of the circuit to instability, producing a variation of the load current. It is apparent that a voltage of only 10 V at a higher frequency, greater effects are achieved than for higher values of the voltage, but at the 50 c/s frequency.

The relationship giving the value of the current through the indicating instrument across the bridge diagonal shows that the smaller the internal resistance of the instrument is, the more sensitive the system is. By reason of this fact we worked with a galvanometer having $r_i = 60\ \Omega$ and a microampermeter with $r_i = 2\,400\ \Omega$.

We used a microampermeter because the use of a galvanometer in the practical execution is not possible, as it is too sensitive from the mechanical point of view.

4. Conclusions

A closed core flux-gate connected in a bridge arrangement, in association with a PM can be succesfully used in the construction of a thickness or displacement transducer.

The proposed configuration has its greatest sensitivity for frequencies in the range of 200 ... 600 c/s, displaying even a linear variation of the current. This is simpler than similar arrangements indicated in [2].

The performance of the indicated arrangement can be improved if operated with higher voltages of increased frequency or using an amplifier connected before the measuring instrument.

Received, April 21, 1975

Polytechnic Institute, Jassy
Department of Electrical Engineering, Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Geyger W. A., *Ring Core Magnetometers with Self Saturating Circuits.* I. E. E. E., Trans. on Commun. and Electronics, 508—514 (1963).
2. Förster F., *Ein Verfahren zur Messung von magnetischen Gleichfeldern und Gleichfelddiferenzen und seine Anwendung in der Metallforschung und Technik.* Zeitschrift für Metallkunde, **46**, 358—370 (1955).
3. Haba P., Androne C., *Studiul funcţionării sondelor magnetice cu miezuri inelare în circuite autosaturate în contratimp.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XVII (XXI), *3—4*, s. III, 39—48 (1971).

DESPRE POSIBILITATEA FOLOSIRII UNUI CIRCUIT CU SONDĂ MAGNETICĂ INELARĂ CA TRADUCTOR DE GROSIME

(Rezumat)

Au fost studiate posibilităţile de folosire ca traductor de deplasări liniare ale unei sonde magnetice inelare în combinaţie cu un magnet permanent, care se deplasează în raport cu aceasta.

Sonda magnetică este folosită într-o schemă de amplificator magnetic cu autosaturaţie, cu redresarea unei alternanţe.

S-a constatat că această schemă este foarte sensibilă, avînd carcateristica de ieşire liniară mai ales la frecvenţe de ordinul sutelor de hertzi, care pot fi obţinute uşor de la un multivibrator cuplat magnetic sau de la un generator de ton *RC* standard.

We used a microamperemeter because the use of a galvanometer in the practical execution is not possible, as it is too sensitive from the mechanical point of view.

4. Conclusions

A closed core flux-gate connected in a bridge arrangement, in association with a PM can be successfully used in the construction of a thickness or displacement transducer.

The proposed configuration has its greatest sensitivity for frequencies in the range of 200 ... 600 c/s, displaying even a linear variation of the current. This is simpler than similar arrangements indicated in [4].

The performance of the indicated arrangement can be improved if operated with higher voltages of increased frequency or using an amplifier connected before the measuring instrument.

Received, April 21, 1975

Polytechnic Institute, Iasi
Department of Electrical Engineering, Electrical Measurements and Materials

REFERENCES

1. G e r g e r W., A ring core flux-gate magnetometer with self Substracting Circuit. I. E. E. E. Trans. on Commun. and Electronics, 306–314 (1968).
2. F o r s t e r F., Die Empfindlichkeit von Magnetometern mit magnetischer Gleichfeldvorspannung und Gleichfeldkompensation und deren Abmessungen in der Magnetfeldmessung. Z. Technik. Naturwiss. Mitteilungen, 44, 325–330 (1952).
3. H a n s a P., A d r i a n C., Optimal functional sensitive magnetic devices in organic autoconducts in continuous. Rev. fact. polit. Iasi, XVII (XXI), 3–4, 5, III, 39–44 (1971).

DESPRE POSIBILITATEA FOLOSIRII UNEI CIRCUIT CU SONDA MAGNETICĂ INTEGRATĂ CA TRADUCTOR DE DEPLASARE

(Rezumat)

Au fost studiate posibilitățile de folosire ca traductor de deplasări liniare ale unei sonde magnetice inserate în combinație cu un magnet permanent, care se deplasează în raport cu sondele.

Sonda magnetică este folosită într-o schemă de amplificator magnetic cu autosaturație, cu reversare unei alternanțe.

S-a constatat că această schemă este foarte sensibilă, avînd o caracteristică de tipar liniar mai ales la frecvențe de ordinul sutelor de herți, care pot fi obținute prin de la un multivibrator cuplat magnetic sau de la un generator de ton RC standard.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.318.52. 621.36 2

POSSIBILITÉS DE RÉALISATION DES RELAIS POUR LA PROTECTION DE COURANT À L'AIDE DES THERMISTANCES

PAR

EUGEN HNATIUC et NONEL THIRER

1. Introduction

Dans la littérature de spécialité on trouve nombre de références [1]...[3] quant à l'utilisation des thermistances pour obtenir une commande temporisée, qui permet la réalisation du relais de courant pour la protection contre les surcharges.

On propose ci-dessous l'utilisation d'un ensemble thermistance — relais électromagnétique pour obtenir une protection complète de courant, contre la surcharge et contre les courts-circuits.

2. La possibilité d'obtenir la caractéristique de protection

On considère le circuit représenté dans la fig. 1. À l'application d'une tension $U = U_1$, le courant I qui circule dans le circuit croit jusqu'à la valeur :

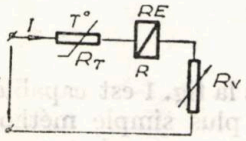


Fig. 1

$$I_s = \frac{U}{R_{T_s} + R + R_v}, \tag{1}$$

après un intervalle de temps :

$$t_s = \int_{T}^{T_s} \frac{q\,\mathrm{d}T}{k\,(T_0 - T) + U_1^2 R_T/(R + R_v + R_T)^2}, \tag{2}$$

quand la thermistance atteind la température stationaire T_s. Ici T_i représente la température initiale de la thermistance, à savoir :

$$T_i = \begin{cases} T_0 \text{ si initialement } U = 0, \\ T_n \text{ si initialement } U = U_{cn} \end{cases}, \tag{3}$$

où T_n est la température de la thermistance en régime normal de fonctionnement, quand la thermistance est parcourue par le courant nominal I_{cn}, qui correspond à la tension U_{cn}[1]).

Le relais commence à fonctionner après l'intervalle de temps

$$t_1 = \int_{T_i}^{T_a} \frac{q\,\mathrm{d}T}{k\,(T_i - T) + U_1^2\,R_T/(R + R_v + R_T)^2} \leqslant t_s, \tag{4}$$

évalué dès l'application de la tension U_1, quand le courant du circuit atteind la valeur I_a, ($I_a \leqslant I_1$), et la température de la thermistance devient T_a, ($T_a < T_1$).

Conformément à la relation (4), pour une tension $U_2 > U_1$ le courant atteind la valeur I_a après l'intervalle de temps $t_2 < t_1$.

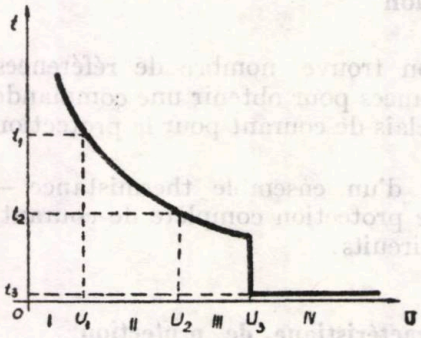


Fig. 2

Si la tension devient $U > U_3$ on obtient le fonctionnement sans temporisation du relais RE parce que le courant atteind instantanément la valeur :

$$I_a = \frac{U_3}{R_{T_0} + R + R_v} \geqslant I. \tag{5}$$

Dans la fig. 2 on représente la caractéristique $t(U)$ du circuit de la fig. 1. Cette caractéristique est de la forme de celle semi-dépendante $I_p(t)$, avec un fonctionnement instantané pour les courtscircuits, qui doit être réalisé par la protection de courant (I_p est le courant du circuit protégé).

Il en résulte que s'il existe la proportionalité :

$$U = k_p I_p, \tag{6}$$

où k_p est une constante, alors le circuit représenté dans la fig. 1 est capable à fonctionner comme une protection de courant. La plus simple méthode pour réaliser la condition (6) est d'utiliser un transformateur de courant.

3. Les conditions imposés pour les paramètres du circuit afin de réaliser la caractéristique de protection souhaitée

Conformément aux normes en vigueur il faut que la protection de courant soit capable à assurer le déclanchement du circuit protégé dans les conditions précisées dans le tableau 1.

---

[1]) Dans ce qui suit on utilise les notations introduites dans une Note antérieure [3].

Tableau 1

	Zone I	Zone II	Zone III	Zone IV
Courant I_p dans le circuit Temps t de déclanchement	1,05 I_n 2h	1,2 I_n 2 min...2h	1,5 I_n 2 min.	6 I_n 0,5 s

La caractéristique $t\,(U\,(I_p))$ de la fig. 2 peut satisfaire les conditions imposées dans le tableau 1 par le choix convenable des éléments du circuit de la fig. 1.

Conformément au tableau par et aux relations (1)...(6) il en résulte que les paramètres de la thermistance et du relais doivent satisfaire simultanément les équations et inéquations suivantes :

$$\int_{T_i}^{T_s} f(T, U_{cI})\,\mathrm{d}T > 7\,200, \text{ pour la zone I,} \tag{7}$$

$$120 < \int_{T_i}^{T_a} f(T, U_{cII})\,\mathrm{d}T < 7\,200, \text{ pour la zone II,} \tag{8}$$

$$\int_{T_i}^{T_{a\mathrm{III}}} f(T, U_{c\mathrm{III}})\,\mathrm{d}T < 120, \text{ pour la zone III,} \tag{9}$$

$$I_a = \frac{U_{c\mathrm{IV}}}{R_{T_i} + R + R_v}, \quad \int_{T_i}^{T_{a\mathrm{IV}}} f(T, U_{c\mathrm{IV}})\,\mathrm{d}T < 0{,}5, \text{ pour la zone IV,} \tag{10}$$

où l'on a utilisé la notation :

$$f(T, U_c) = \frac{q}{k\,(T_i - T) + U_c^2\,A\mathrm{e}^{B/T}/(R + R_v + A\mathrm{e}^{B/T})^2}. \tag{11}$$

Les tensions deviennent en ce cas de la forme :

$$\begin{gathered} U_{cn} = k_p I_n, \quad U_{cI} = 1{,}05\,k_p I_n, \quad U_{cII} = 1{,}2 k_p I_n, \quad U_{c\mathrm{III}} = 1{,}5\,k_p I_n, \\ U_{c\mathrm{IV}} = 6\,k_p I_n. \end{gathered} \tag{12}$$

Les températures T_s, T_a et T_n satisfont respectivement les relations ci-dessous :

$$T_s = T_0 + \frac{A\mathrm{e}^{B/T_s}}{k} I_a^2 \quad \text{où} \quad (13\,\mathrm{a}) \quad I_a = \frac{U_{cI}}{R + R_v + A\,\mathrm{e}^{B/T_s}}; \tag{13}$$

$$(14) \qquad T_{a\,\mathrm{II},\,\mathrm{III}} = \ln \frac{B}{\frac{1}{A}\left(\frac{U_{c\,\mathrm{II},\,\mathrm{III}}}{I_a} - R - R_v\right)};$$

$$(15) \qquad T_n = T_0 + \frac{A\,e^{B/T_n}}{k} I_{cn}^2 \quad \text{avec} \quad (15\,a) \quad I_{cn} = \frac{U_{cn}}{R + R_v + A\,e^{B/T_n}}.$$

Par l'analyse des relations (7)...(15) il résulte que dans le cas le plus défavorable, l'ensemble thermistance — relais doit satisfaire le système de restrictions suivant :

$$(16_1) \quad \int_{T_n}^{T_s} f(T, U_{c\mathrm{I}})\,dT > 7\,200, \qquad (16_2) \quad \int_{T_0}^{T_{a\mathrm{II}}} f(T, U_{\mathrm{II}c})\,dT < 7\,200,$$

$$(16_3) \quad \int_{T_n}^{T_{a\mathrm{II}}} f(T, U_{c\mathrm{II}})\,dT > 120, \qquad (16_4) \quad \int_{T_u}^{T_{a\mathrm{III}}} f(T, U_{c\mathrm{III}})\,dT < 120,$$

$$(16_5) \qquad I_a = \frac{U_{c\mathrm{IV}}}{R_{T_0} + R + R_v}.$$

4. Le calcul des éléments du circuit

Pour réaliser une protection du courant avec une thermistance on considère que les paramètres du relais électromagnétique, R et I_a, sont connus et on poursuit la détermination du type de la thermistance qui permet à obtenir la caractéristique de protection $t(I)$ désirée.

Des relations (16_5), (13 a) et (15 a), tenant compte de (12), il en résulte les valeurs nécessaires de la résistance de la thermistance aux températures T_0, T_s et T_n :

$$(17) \quad \begin{cases} R_{T_0} = \dfrac{6k_pI_n}{I_a} - (R + R_v), \quad R_{T_s} = \dfrac{1{,}05\,k_pI_n}{I_a} - (R + R_v), \\ R_{T_n} = \dfrac{k_pI_n}{I_{cn}} - (R + R_v). \end{cases}$$

En vue d'obtenir l'expression de la résistance de la thermistance en fonction de ses paramètres, on peut écrire :

$$(18) \quad \begin{cases} R_{T_0} = A \exp(B/T_0), \quad R_{TN} = A \exp\left[B \Big/ \left(T_0 + \dfrac{R_{TN}}{k} I_{cn}^2\right)\right], \\ R_{T_s} = A \exp\left[B \Big/ \left(T_0 + \dfrac{R_{T_s}}{k} I_a^2\right)\right]. \end{cases}$$

Si l'on résout le système (18) on obtient les formules ci-dessous utiles pour le calcul des valeurs des paramètres A, B, k qui définissent une thermistance en régime stationaire :

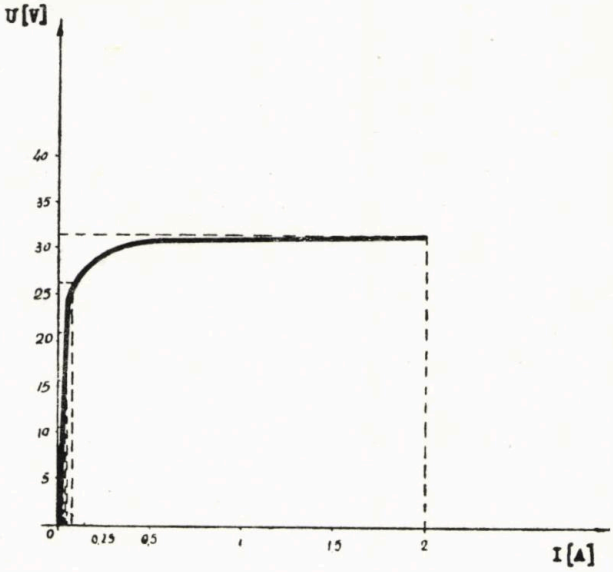

U [V]
40
35
30
25
20
15
10
5
0
0,25
0,5
1
1,5
2
I [A]

Fig. 3

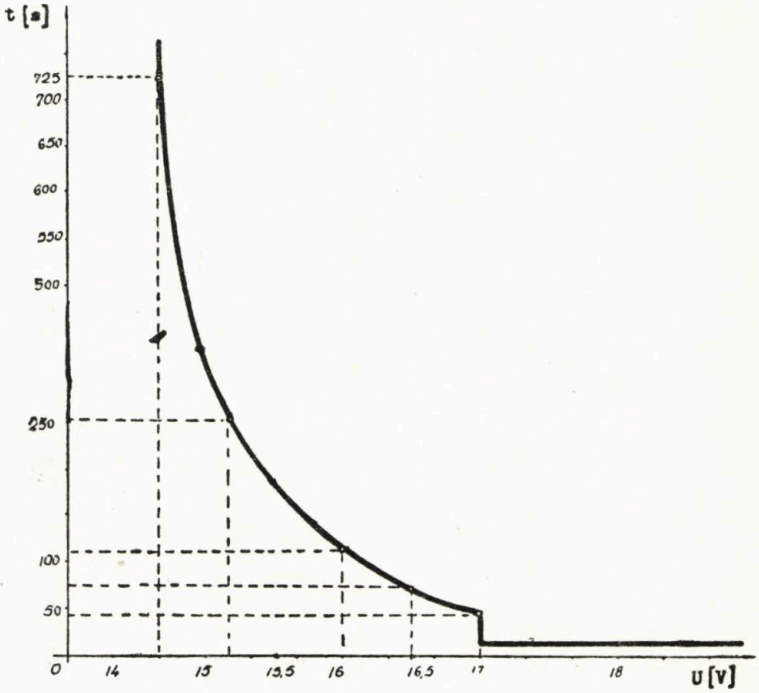

t [s]
725
700
650
600
550
500
250
100
50
0
14
15
15,5
16
16,5
17
18
U [V]

Fig. 4

$$
(19)\quad \begin{cases} k = \dfrac{\ln(R_{TN}/R_{T_s})}{T_0[1/(R_{TN}I_{cn}^2)-1/(R_{T_s}I_a^2)]}, \quad B = \dfrac{T_0 \ln(R_{T_0}/R_{T_s}) \ln(R_{TN}/R_{T_s})}{1-R_{TN}I_{cn}^2/(R_{T_s}I_a^2)}, \\ A = \dfrac{R_{T_0}}{\exp\{\ln(R_{T_0}/R_{T_s}) \ln(R_{T_n}/R_{T_s})/[1-R_{TN}I_{cn}^2/(R_{T_s}I_a^2)]\}}. \end{cases}
$$

En intégrant, à l'aide d'un ordinateur [4], l'équation de type (4), soumise aux réstrictions (16_2) et (16_3), résultent les limites entre lesquelles doit être compris le paramètre q :

$$
(20)\quad \frac{120}{\displaystyle\int_{T_u}^{T_{a\mathrm{II}}} \frac{\mathrm{d}T}{k(T_n-T)+U_{c\mathrm{II}}^2 R_T/(R+R_v+R_T)^2}} < q < \frac{7\,200}{\displaystyle\int_{T_0}^{T_{a\mathrm{II}}} \frac{\mathrm{d}T}{k(T_0-T)+U_{c\mathrm{II}}^2 R_T/(R+R_v+R_T)^2}}.
$$

On choisit la valeur finale du paramètre q de tel sorte que les conditions (16_1) et (16_4) soient respectées. Pour que le système (16) soit satisfait on peut actionner sur les valeurs de la résistance variable R_v où sur les paramètres du milieu ambiant qui influencent la thermistance par T_0 et k, ce qui conduit, évidemment, à la reprise de la procédure décrite par les relations (15)...(20).

Un mode efficient d'actionner est basé sur l'utilisation de certains éléments non-linéaires dans le circuit de la thermistance.

5. Résultats expérimentaux

On utilise un relais électromagnétique de type AEG RHB 12 a, ayant la résistance $R = 90\ \Omega$ et le courant de fonctionnement $I_a = 44$ mA. La thermistance employée a la caractéristique $U(I)$ de la forme représentée dans la fig. 3. La caractéristique de protection $t(U(I))$, réalisée par cet ensemble, est représentée dans la fig. 4.

6. Conclusions

1. Les vérifications expérimentales ont confirmé entièrement la possibilité d'utiliser un ensemble relais — thermistance pour obtenir une protection complète de courant.

2. On propose une méthode de calcul pour la prédétermination des caractéristiques nécessaires de la thermistance.

3. Le prix de la réalisation de la protection par la méthode proposée est plus bas que celui qui résulte des solutions classiques, à bimetals.

Reçue le 25 octobre 1977

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique
et
Chaire d'Électronique et Ordinateurs

BIBLIOGRAPHIE

1. Codreanu C., Coloşi T., *Termistoare şi varistoare în măsuri şi automatizări*. Ed. Tehn., Buc., 1970.
2. Нечаев Т., *Реле и датчики с полупроводниковыми термосопротивлениями*. ГЭИ, М. 1961.
3. Thirer N., Hnatiuc E., *Die Verkürzung der Wirkungszeit eines Relais mit indirekt-geheiztem Thermistor*. Trav. du premier Coll. de Circ. non-linéaires et paramètriques, Jassy, 22—23 dec. 1975.
4. Thirer N., *Anwendungsmöglichkeit des Digitalrechners zur Analyse und Projektierung von Thermistorkreisläufen*. Trav. du premier Coll. de Circ. non-linéaires et paramètriques, Jassy, 22—23 dec. 1975.

POSIBILITĂŢI DE REALIZARE A RELEELOR DE PROTECŢIE DE CURENT CU TERMISTOARE

(Rezumat)

Se propune utilizarea unui ansamblu termistor — releu electromagnetic pentru obţinerea unei protecţii complete de curent (suprasarcină şi scurtcircuit). Se dau relaţii de calcul pentru alegerea termistorului şi rezultatele experimentale obţinute.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.316.06; 621.3027.2

CONSIDERAŢII PRIVIND INTRODUCEREA TENSIUNII DE 660 V ÎN REŢELELE DE DISTRIBUŢIE INDUSTRIALE

DE

AL. POEATĂ, NINA POEATĂ, D. IVAS, MIRCEA CIOBANU,
VIRGIL ALEXANDRESCU, IOSIF BERGMAN, MIRCEA ILINCA şi GH. GEORGESCU

1. Tensiunile adoptate odată cu apariţia primelor instalaţii de producere, distribuţie şi utilizare a energiei electrice nu au fost fundamentate din punct de vedere tehnico-economic. Ulterior, pe măsura extinderii procesului de electrificare, numărul tensiunilor nominale adoptate în diferite ţări ale globului a crescut foarte mult. Astfel, numai între 380 V şi 660 V sînt utilizate în prezent aproximativ zece tensiuni dintre care şase sînt standardizate în diferite ţări [1].

Tensiunea optimă a unei reţele de distribuţie este condiţionată de numeroşi factori ca de exemplu : puterea receptoarelor, structura receptoarelor din punct de vedere al puterii şi destinaţiei lor, costul echipamentului de comutaţie, al energiei electrice, structura reţelelor de joasă tensiune şi medie tensiune etc. De asemenea este necesar să se adauge considerentele privind tehnica securităţii, problema standardizării, gradul de extindere al unei tensiuni existente etc.

Avînd în vedere că marea majoritate a factorilor ce condiţionează nivelul optim al tensiunii unei reţele se modifică în timp se impune să se reanalizeze periodic oportunitatea înlocuirii unor tensiuni cu altele, eventual să se adopte noi trepte de tensiune pentru reţelele de distribuţie. Aşa s-a constatat, de exemplu, în ultimile decenii, necesitatea înlocuirii, în multe ţări, a tensiunilor de 220/127 V cu 380/220 V, renunţarea la tensiunea de 500 V etc.

2. În cele ce urmează se analizează treptele optime de tensiuni pentru intervalul 100 ... 1 000 V în condiţiile ţării noastre, pentru reţelele de distribuţie industriale. În acest scop s-a efectuat o analiză detaliată a tensiunilor adoptate pe plan mondial în acest interval şi ţinînd seama de tendinţele de modificare a treptelor de tensiuni în diferite ţări [6] s-a ajuns la următoarele concluzii :

a) Tensiunea de 380/220 V este adoptată pe scară largă în numeroase ţări din Europa şi este oportună în continuare pentru multe situaţii.

b) Tensiunea de 500 V nu prezintă interes şi nu merită a fi extinsă, fiind prea apropiată de cea de 380 V.

c) Tensiunea imediat superioară celei de 380 V, ce poate fi luată în consideraţie în studiu, este cea de 660/380 V. Această tensiune a fost deja recomandată şi utilizată în unele ţări din Europa şi prezintă avantajul că ea corespunde, ca tensiune de linie, cu tensiunea de 380 V, considerată ca tensiune de fază.

Necesitatea unei tensiuni superioare celei de 380 V în instalaţiile de distribuţie pentru forţă este dictată la noi în ţară de faptul că în industrie există un număr mare motoare cu o putere de peste 160 kW, pentru care se alege de regulă tensiunea de 6 kV.

Tabelul 1

Nr total motoare $P \geqslant 100$ kW	Motoare cu $P = 100...250$ kW	Motoare cu $P = 250...400$ kW	Motoare cu $P > 400$ kW
100%	44,8%	29,2%	26%

În tabelul 1 este dată proporţia, după putere, a motoarelor cu puteri mai mari de 100 kW întocmită pe baza analizei instalaţiilor unui număr de nouă întreprinderi industriale.

3. Introducerea tensiunii de 660 V poate asigura în prezent următoarele avantaje faţă de tensiunea de 6 kV:

a) Scade costul motoarelor şi creşte randamentul lor cu circa 2%.

b) Permite utilizarea, cu mici modificări, a aparatajului de comutaţie de 380 V, care este mult mai ieftin decît cel de 6 kV.

c) Permite ameliorarea structurii reţelelor industriale.

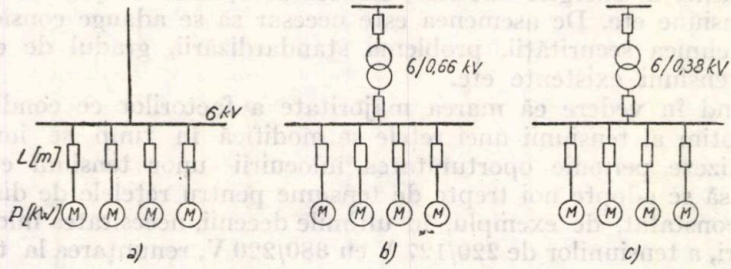


Fig. 1

S-a considerat deci oportun să se precizeze situaţiile în care este avantajoasă utilizarea motoarelor de 660 V în locul celor de 6 kV, respectiv 380 V. În acest scop s-au considerat trei soluţii de alimentare ca în fig. 1. În cazul *a* motoarele sînt alimentate de pe o bară de 6 kV. În cazurile *b* şi *c* motoarele sînt alimentate la 0,66 kV respectiv 0,38 kV, de la aceeaşi bară de 6 kV dar prin intermediul unor transformatoare cu raportul de transformare corespunzător.

Criteriul de apreciere al fiecărei soluţii îl constituie valoarea cheltuielilor totale actualizate a cărei expresie este dată în literatură [2], [4]. În

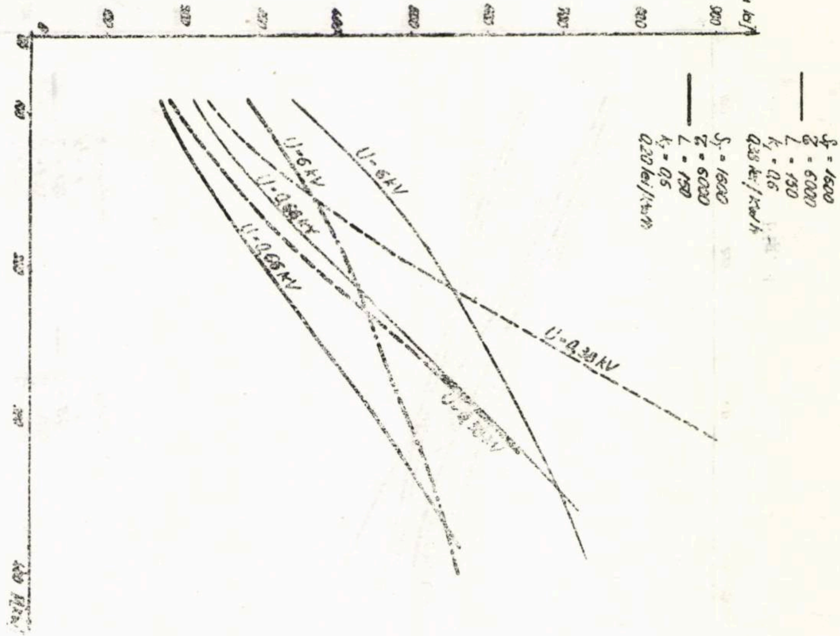

[mii lei]
U=6kV
U=0,38kV
U=0,66kV
U=6kV
U=0,38kV
U=0,66kV
100
200
300
400
[kVA]

Fig. 2

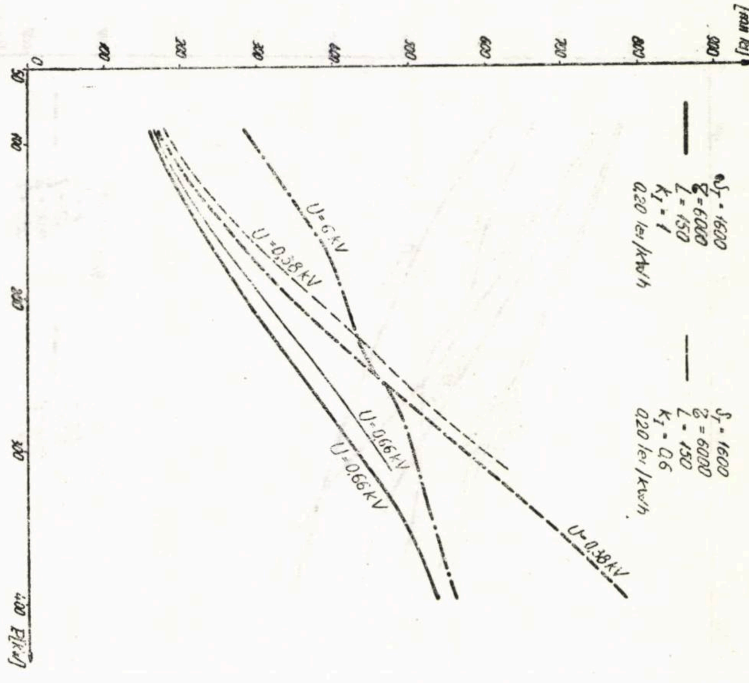

[mii lei]
U=6kV
U=0,38kV
U=0,66kV
U=0,66kV
U=0,38kV
0,20 lei/kWh
100
200
300
400
P[kW]

Fig. 3

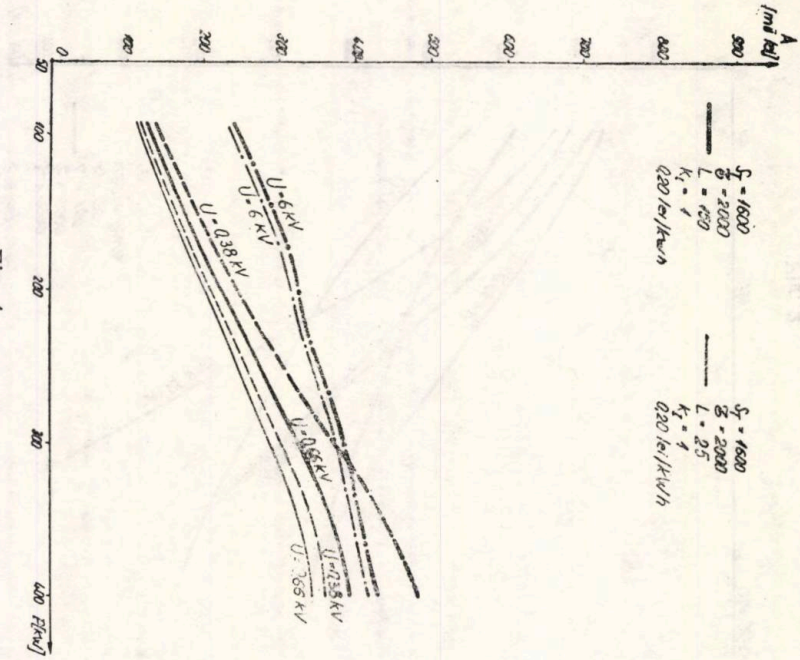

A [mil lei]
P [kW]
U-6 kV
U-0.38 kV
U-0.66 kV

Fig. 4

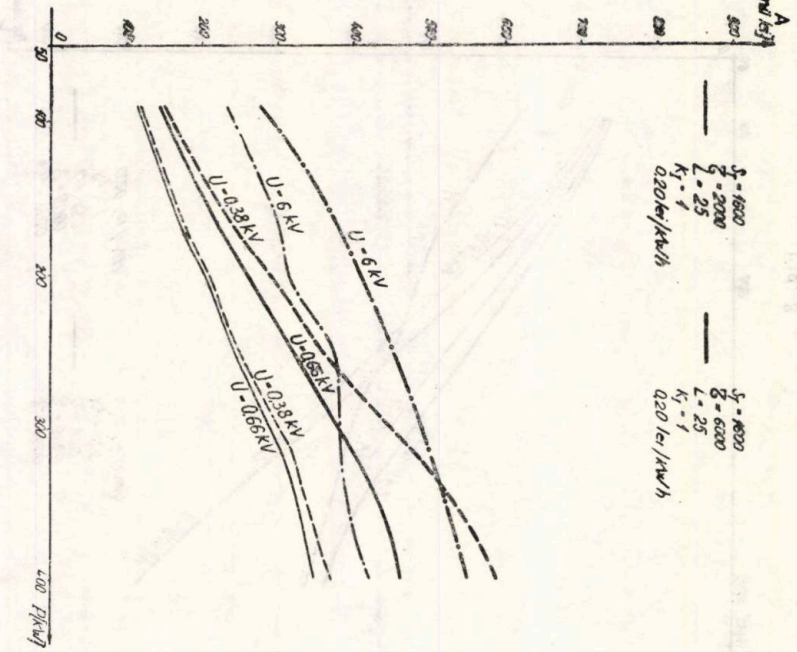

A [mil lei]
P [kW]
U-6 kV
U-0.38 kV
U-0.66 kV

Fig. 5

această expresie durata de studiu s-a considerat zece ani, perioada de exploatare douăzeci de ani, rata de actualizare 8%. Evaluarea investiţiilor pentru fiecare variantă s-a făcut pe baza preţurilor de catalog iar pentru aparatura de comutaţie şi motoarele de 0,66 kV s-au considerat costurile de la 0,38 kV majorate cu 10% [7].

Programul de calcul întocmit permite compararea celor trei variante de alimentare din fig. 1 în funcţie de puterea unitară a motoarelor alimentate (P), de puterea transformatorului (S_T), de coeficientul de încărcare (K_I) al transformatorului, de lungimea medie a cablurilor, de durata pierderilor (τ), de costul energiei β (lei/kWh) etc. În fig. 2 ... 5 sînt prezentate valorile cheltuielilor totale actualizate în funcţie de puterea unitară a motoarelor alimentate în cele trei variante (6 ; 0,66 şi 0,38 kV) şi anumite valori pentru S_T, τ, L, K_I şi β, obţinute pe această cale.

Rezultatele prezentate în graficele din fig. 2 ... 5 pun în evidenţă avantajele variantei de 0,66 kV în domeniul 100 ... 400 kW, precum şi posibilităţile programului întocmit de a evidenţia influenţa fiecărui parametru asupra cheltuielilor totale actualizate din fiecare variantă.

Avînd în vedere că în cazul unor proiecte reale de alimentare cu energie apar probleme mai complexe decît cele modelate în fig. 1, s-a considerat util să se aprecieze prin cheltuieli totale actualizate efectele introducerii tensiunii de 0,66 kV în cazul soluţiilor concrete de alimentare cu energie a cîtorva obiective industriale.

Astfel, în cazul serviciilor interne ale centralelor termoelectrice cu puteri unitare ale grupurilor de 100, 200 şi 330 MW introducerea tensiunii de 0,66 kV duce la reducerea cheltuielilor totale actualizate în medie cu 30%.

Introducerea tensiunii de 0,66 kV în schema de alimentare a unui combinat de lianţi poate duce la o reducere a cheltuielilor totale actualizate cu 20% faţă de varianta ce foloseşte tensiunile de 0,38 kV şi 6 kV.

Utilizarea tensiunii de 0,66 kV, în schema de alimentare a unui combinat de îngrăşăminte fosfatice, avînd majoritatea motoarelor cu puteri între 10 şi 100 kW, a pus în evidenţă avantaje de circa 5% în cazul introducerii tensiunii de 0,66 kV. Faţă de dificultăţile de exploatare ce apar la introducerea unei noi trepte de tensiune acestea apar ca neesenţiale.

Concluzii

1. Cercetarea efectuată pune în evidenţă avantajele categorice care rezultă ca urmare a utilizării tensiunii de 0,66 kV în cazul unui anumit număr de motoare avînd puterea nominală cuprinsă între 100 şi 400 kW.

2. Programul întocmit permite analiza influenţei unui mare număr de factori asupra variantelor de alimentare care folosesc tensiunile de 6 ; 0,66 respectiv 0,38 kV.

3. Din analizele concrete efectuate rezultă că în cazul obiectivelor industriale care au motoare în gama de putere 100 ... 400 kW este oportun să se analizeze în faza de proiectare şi varianta cu tensiunea de 0,66 kV.

Primită la 9 noiembrie 1977

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electroenergetică
şi
ISPE, Bucureşti

BIBLIOGRAFIE

1. Pfeiler V., Kurth D., *Zur Standardisierung der 660 V Nennspannung*. Elektroanlagebau, *1* (1968).
2. Bercovici M., Arie A., Poeată Al., *Reţele electrice*. Ed. Tehn., Buc., 1974.
3. * * * *Instrucţiuni privind determinarea secţiunii economice a conductoarelor în instalaţiile electrice de distribuţie pînă la 110 kV*. M. E. E., Buc., 1975.
4. * * * *Normativ privind calculul comparativ tehnico-economic la instalaţiile de producere, transport şi distribuţie cu energie electrică*. M. E. E., PE/011 (1975).
5. Kloeppel F., Butz U., *Neue 660 V Drehstrom-Netze in Industriebetrieben*. Elektrie, 29, *8*, 412 – 417 (1975).
6. Frischmann W., *Über die Notwendigkeit der Einführung der Dreispannungsebene*. Elektrie, 29, *8*, 409 – 411 (1975).
7. Amft D., Brumner G., *Untersuchungen über das Ausschaltvermögen von Industrieschützen und Paketschalter bei 660 V-Nennspannung*. Elektroanlagenbau, *1* (1968).

ÜBER DIE EINFÜHRUNG VON 660 V SPANNUNG IN DIE INDUSTRIELLE VERSORGUNGSNETZE

(Zusammenfassung)

Auf dem Grund der Aufwandskennziffer ist die breiten Benützung von 660 V Spannungsebene in der industrielle Anlage berichtet.

Die Einschätzung den Ergebnisse sind auf den reele Schaltungen und Zustände gegründet. Endlich sind auch die Nützungsgebiete, wo die Einführung von 660 V vorteilhaft sein kann.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 537.523.4

ASUPRA UNOR ASPECTE ALE DESCĂRCĂRII ELECTRICE ÎN AER, ÎN CÎMP PUTERNIC NEUNIFORM

DE

N. GAVRILAŞ, MIRCEA GUŞĂ, RODICA OLÁH şi MIRCEA DUDICI-RUSCIOR

1. Introducere

Numeroase studii efectuate în ultimul deceniu referitoare la descărcarea electrică în cîmp puternic neuniform au relevat faptul că descărcarea corona este constituită dintr-un ansamblu de stadii de predescărcare distincte care au loc succesiv, pe măsura creşterii tensiunii aplicate. Aceleaşi stadii de predescărcare sînt prezente, indiferent de forma şi polaritatea electrodului cu rază mică de curbură, dar domeniile lor de existenţă, determinate de variaţia tensiunii aplicate, diferă în funcţie de aceşti parametri. Fenomenele de predescărcare exercită o puternică influenţă asupra tensiunii de străpungere a intervalului, îndeosebi cele din stadiul imediat premergător străpungerii [1].

Majoritatea cercetătorilor au folosit, în scopul localizării descărcării corona într-o zonă cît mai îngustă, pe electrodul cu rază mică de curbură, un vîrf conic foarte ascuţit. S-a putut pune în evidenţă astfel apariţia unor descărcări iniţiale în formă de strimer, destul de rare, care se sting şi se reaprind, manifestîndu-se în curentul absorbit de la sursă prin impulsuri rare, repetate neregulat. Pe măsura creşterii tensiunii frecvenţa de repetiţie a impulsurilor creşte şi se manifestă deosebiri în funcţie de polaritatea electrodului. Aspectul vizual al acestui stadiu arată că zona de descărcare este limitată în adîncime dacă vîrful este negativ şi rămîne limitată pînă imediat înainte de străpungere şi dimpotrivă se dezvoltă pe măsura creşterii tensiunii traversînd întreg intervalul în cazul polarităţii pozitive a vîrfului.

Cînd s-au folosit, drept electrod cu rază mică de curbură, sfere sau conductoare cilindrice, s-a putut observa un alt stadiu al predescărcărilor, caracterizat printr-o luminozitate difuză continuă în jurul acestui electrod.

În curentul corona impulsurile izolate lipsesc, acesta avînd o formă slab ondulată. Acest tip de predescărcare, studiat de Hermstein [2], [3], în sistemul de electrozi condensator sferic, cu polaritate pozitivă a sferei interioare, a fost denumit *descărcare luminiscentă continuă* şi adesea poartă numele descoperitorului. Hermstein a explicat apariţia descărcării continue prin tendinţa ionilor negativi de a înăbuşi dezvoltarea strimerilor la anod prin reducerea afluxului de electroni în avalanşă [2]. Acest mecanism a fost contestat, Buchet [4] şi Loeb [5] arătînd că în zona de ionizare, unde intensitatea cîmpului electric este mare (peste 30 kV/cm), ionii negativi nu sînt stabili descompunîndu-se cu uşurinţă în atomi (sau molecule) şi electroni. Rolul de înăbuşire a strimerilor revine aşadar sarcinii spaţiale pozitive, acumulate în apropierea anodului, care contribuie la încetinirea proceselor de ionizare.

Descărcarea luminiscentă continuă s-a observat numai în condiţiile unei puternice variaţii a intensităţii cîmpului electric între electrozi, cînd zona de ionizare este puternic limitată către electrodul vîrf. Existenţa stadiului de descărcare luminiscentă pînă imediat înaintea străpungerii duce la o mărire a tensiunii disruptive încît efectul polarităţii electrozilor exercitat asupra tensiunii disruptive, constatat în cazul electrozilor cu vîrful ascuţit, dispare.

Dacă electrodul cu rază de curbură este negativ, existenţa stadiului de descărcare luminiscentă, multă vreme neobservat, a fost dovedită [1], [5], [6], dar în acest caz domeniul său de existenţă este mai îngust şi influenţa exercitată asupra tensiunii disruptive este neglijabilă, fiind urmat imediat de stadiul de descărcare în strimer, hotărîtor în ceea ce priveşte tensiunea disruptivă.

Reluînd o serie de experimente referitoare la fenomenele de înăbuşire a descărcării corona în electrofiltre [7], în cele ce urmează se încearcă o modelare a depunerilor de praf pe electrodul corona prin învelişuri izolante pe electrodul cu rază mică de curbură, folosind sistemul de electrozi conductor — placă. Cu această ocazie s-au făcut o serie de constatări privitoare la existenţa stadiilor de predescărcare şi influenţa lor asupra tensiunii disruptive şi caracteristicii tensiune — curent a descărcării corona în sistemul de electrozi conductor—placă, unde conductorul nu este special pregătit pentru a localiza descărcarea corona într-un anumit punct.

S-a utilizat un electrod placă de mari dimensiuni (1,4 × 0,9 m) format dintr-o zonă centrală perfect plană (0,2 × 0,9 m) încadrată de două zone curbate după profilul R o g o v s k i, de care este separată galvanic printr-un mic interstiţiu (0,5 mm).

Sursa de tensiune continuă putînd furniza cel mult 100 kV nu a permis folosirea unor distanţe prea mari între electrozi, astfel încît observaţiile făcute se referă numai la intervale mici, sub 10 cm. Măsurarea tensiunii se realizează cu un divizor rezistiv (cu o eroare de 1 %), iar curentul corona este măsurat de un microampermetru şi oscilografiat prin intermediul unei rezistenţe mici, în serie cu microampermetrul.

Rezultatele obţinute pentru sistemul de electrozi conductor—placă au fost verificate printr-o altă serie de experimente în sistemul de electrozi conductor—conductor.

2. Observaţii asupra descărcării în sistemul de electrozi conductor—placă

Primele experimente au urmărit dezvoltarea stadiilor de predescărcare şi influenţa lor asupra tensiunii disruptive, în sistemul de electrozi conductor—placă, în funcţie de tipul conductorului. S-au folosit conductoare cilindrice din cupru cu diametrul de 0,5 şi 1,6 mm şi un conductor funie cu diametrul de 1,15 mm, constituit din 19 conductoare cilindrice cu diametrul de 0,2 mm. Distanţa între conductor şi placă a fost de 35 mm.

În fig. 1 este redată variaţia tensiunii disruptive în funcţie de distanţa dintre electrozi, pentru cele trei conductoare utilizate. Se observă, în cazul conductoarelor netede, că efectul polarităţii asupra tensiunii de străpungere este mult mai redus decît în cazul conductorului funie şi chiar de sens contrar. Gradienţii medii de tensiune la străpungere concordă (21...24 kV/cm) cu valorile citate în literatură [8].

În fig. 2 sînt reprezentate caracteristicile tensiune—curent ale descărcării corona, ridicate pentru cele trei conductoare, la ambele polarităţi ale tensiunii pe conductor. S-a constatat o deosebire netă în caracterul proceselor de predescărcare între cazul conductoarelor netede şi cel al conductorului funie, pentru polaritatea pozitivă a conductorului. Astfel, în cazul conductorului neted stadiul de strimer iniţial are un domeniu de existenţă foarte îngust (1...2 kV), după care este înlocuit de descărcarea luminiscentă continuă, care se menţine pînă în imediata apropiere a străpungerii. Descărcarea luminiscentă pare lipită de conductor, pe întreaga suprafaţă şi luminozitatea ei creşte pe măsura creşterii tensiunii, rămînînd totuşi slabă.

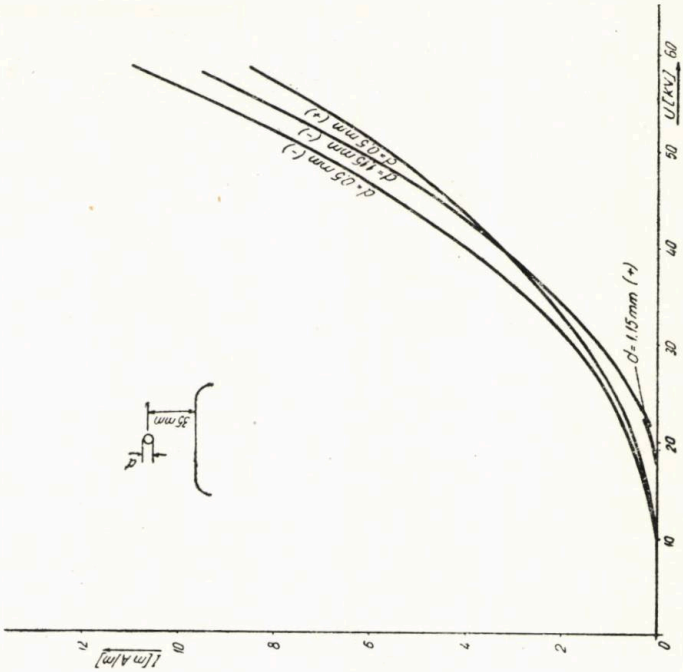

I [mA/m]
U [kV]
d = 0,5 mm (-)
d = 1,15 mm (-)
d = 0,5 mm (+)
d = 1,15 mm (+)
35 mm

Fig. 2

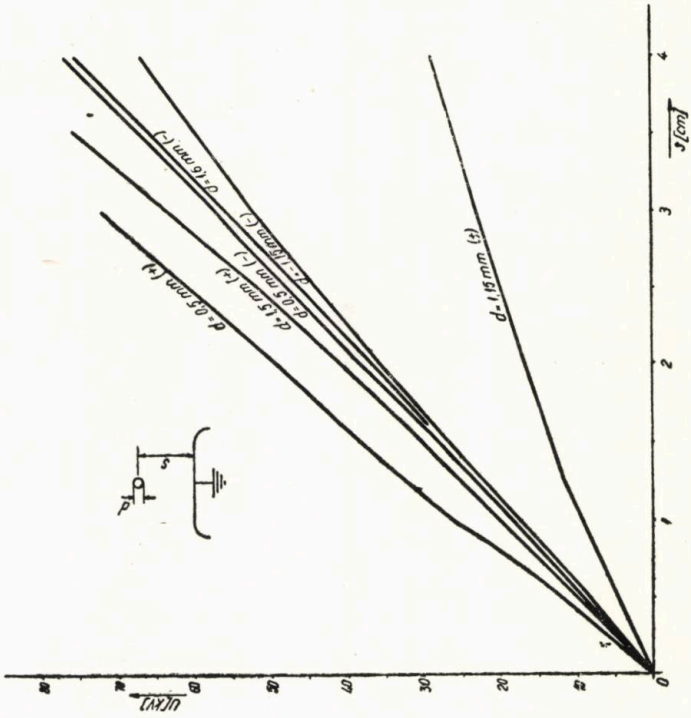

U [kV]
s [cm]
d = 0,5 mm (+)
d = 1,5 mm (+)
d = 0,5 mm (-)
d = -1,15 mm (-)
d = 1,6 mm (-)
d = 1,15 mm (+)

Fig. 1

Descărcarea luminiscentă continuă apare prin înăbuşirea strimerilor iniţiali formaţi de-a lungul generatoarei conductorului cea mai apropiată de electrodul placă. Crescînd tensiunea aplicată, se atinge tensiunea critică şi în alte puncte ale suprafeţei conductorului, încît şi aici apar strimeri iniţiali urmaţi de descărcarea luminiscentă continuă. În acest mod în scurt timp ultimul stadiu cuprinde întreg conductorul. Calculele efectuate în [10] cu privire la intensitatea cîmpului pe un conductor cilindric, în sistemul de electrozi conductor—placă, arată că variaţia acesteia pe suprafaţa conductorului, perpendicular pe placă, este redusă şi anume, într-o proporţie cu atît mai însemnată cu cît distanţa între electrozi este mai mare.

Sarcina spaţială pozitivă produce o reducere a intensităţii cîmpului electric pe conductor. Din această cauză descărcarea luminiscentă continuă se menţine în forma de avalanşă. În curentul corona nu se pot distinge impulsuri izolate ci o componentă continuă, cu mici ondulaţii de frecvenţă ridicată. Conductorul funie se comportă altfel ; aici strimerii iniţiali sînt urmaţi de un stadiu de descărcare în care pe conductor se formează un număr de focare izolate între ele din care se dezvoltă strimerii de prestrăpungere. Aceştia sînt constituiţi dintr-o coloană luminoasă scurtă lipită de anod şi care se continuă cu o zonă de ionizare, de culoare albastră, dezvoltîndu-se pe măsura creşterii tensiunii, către placă, pe care o şi atinge. O mică creştere a tensiunii, care depăşeşte această valoare, duce la străpungere.

Descărcarea luminiscentă continuă nu a fost observată. La o astfel de distanţă între conductor şi placă, de valoare redusă (35 mm), variaţia cîmpului de la conductor către placă nu este suficient de abruptă pentru a se putea forma acest stadiu de descărcare. Intensitatea cîmpului electric în jurul proeminenţelor scade rapid cu depărtarea de la conductor dar este compensată, într-o anumită zonă, de cîmpul electric al conductorului în ansamblu. Astfel există condiţii pentru formarea stadiului de strimer de prestrăpungere direct din strimerii iniţiali. Explicaţia este confirmată de faptul că la distanţe mai mari între electrozi (7...9 cm) s-a observat o tendinţă de trecere la stadiul de descărcare luminiscentă continuă. Această trecere nu a fost deplină ci pe o anumită plajă de variaţie a tensiunii cele două forme coexistă, după care stadiul de descărcare luminiscentă dispare şi apare străpungerea.

Aspectul predescărcărilor pe conductorul negativ nu diferă calitativ între conductoarele funie şi cele netede. În ambele situaţii s-a observat stadiul de impulsuri T r i c h e l foarte stabil care durează pînă în apropierea străpungerii. Descărcarea este localizată în focare apropiate dar totuşi separate între ele, această separaţie fiind distinctă mai ales pe conductorul funie. Dezvoltarea în adîncime a zonei de predescărcare este aceeaşi de-a lungul conductorului şi relativ constantă faţă de creşterea tensiunii aplicate. Stadiul de descărcare luminiscentă continuă, caracterizat de lipsa impulsurilor în curentul corona, nu a putut fi remarcat.

Caracteristicile tensiune—curent ale descărcării corona indică, pentru conductoarele netede, valori mai mari de curent la polaritatea negativă a tensiunii. Acest fapt este normal, dat fiind că descărcarea pozitivă se menţine mult timp în stadiul de avalanşă iar conductorul este înconjurat de un strat continuu de sarcină spaţială pozitivă (ca şi cum diametrul său ar fi mai mare).

3. Influenţa învelişurilor izolante de pe conductor

Prin utilizarea unor învelişuri izolante pe conductor se poate exercita o anumită influenţă asupra proceselor de predescărcare. Dată fiind importanţa acestor procese pentru comportarea sistemului de electrozi, pe această cale se poate influenţa tensiunea disruptivă şi valoarea curentului corona. S-au folosit în acest scop două tipuri de învelişuri izolante pe conductorul cu diametrul de 0,5 mm şi anume un înveliş strîns constituit de izolaţia cu bumbac fir, într-un strat şi un înveliş lejer realizat prin înfăşurarea unei benzi de bumbac în jurul conductorului la o distanţă de circa 2...3 mm. Ambele învelişuri sînt aşadar discontinue, poroase. Încercările s-au efectuat pentru ambele polarităţi ale electrodului conductor, menţinînd distanţa între conductor şi placă la valoarea de 35 mm.

Tensiunile disruptive sînt date în tabelul 1 iar caracteristicile tensiune — curent ale descărcării în fig. 3.

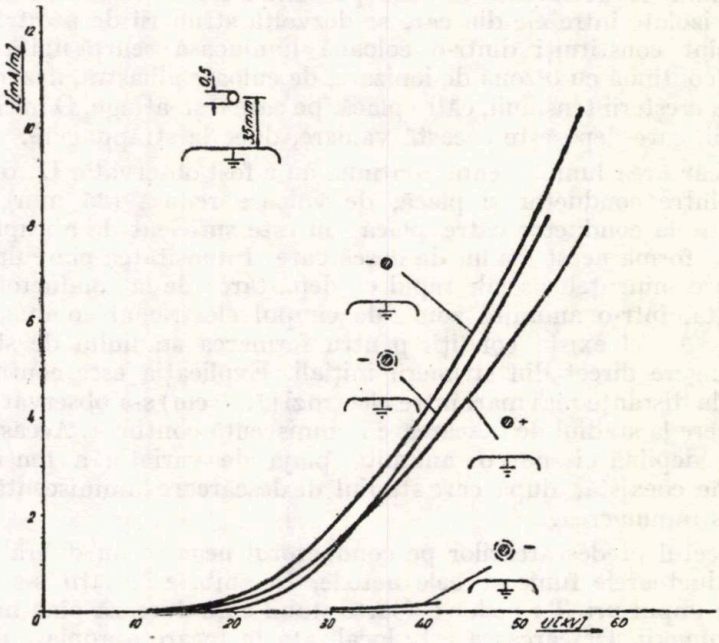


Fig. 3

Tabelul 1

Sistemul de electrozi / Polaritatea tensiunii pe conductor			
Pozitivă [kV]	85,5	17	29
Negativă [kV]	67,5	63	44,5

Curentul corona a înregistrat valori foarte scăzute pentru conductorul pozitiv acoperit (sub 10 μA/m) încît nu a putut fi reprezentat grafic.

Valorile tensiunii de străpungere, cuprinse în tabelul 1, indică o puternică reducere a acesteia (de 3 ... 5 ori) atunci cînd conductorul izolat are o polaritate pozitivă în raport cu cazul cînd învelişurile lipsesc. Stratul izolant fiind discontinuu condiţionează apariţia predescărcărilor în focare izolate unele de altele. Scăderea puternică observată în curentul corona atestă că intensitatea proceselor de predescărcare este slabă, ca urmare şi densitatea de sarcină spaţială pozitivă, în jurul conductorului, este slabă. Aşadar lipsesc condiţiile pentru formarea descărcării luminiscente continue şi se ajunge direct la stadiul de strimeri de prestrăpungere. Creşterea uşoară a tensiunii disruptive în cazul învelişului lejer se datoreşte reţinerii ionilor pozitivi în interiorul acestuia. Astfel densitatea de sarcină spaţială creşte întîrziind tranziţia la stadiul de strimer de străpungere.

Se constată o mult mai slabă influenţă a învelişurilor în cazul conductorului cu polaritatea negativă. Într-adevăr şi în lipsa învelişurilor predescărcările au loc în focare distincte, separate, astfel că o fragmentare suplimentară datorită învelişului strîns nu mai este importantă. Acest fapt explică şi slaba reducere a curentului corona în prezenţa învelişului strîns, observabilă mai ales la tensiuni apropiate de pragul corona. Dacă însă conductorul negativ este acoperit cu un înveliş lejer acesta reţine în interiorul său ionii negativi reducînd astfel influenţa sarcinii spaţiale pozitive şi înlesnind trecerea predescărcării la stadiul de strimer. Din această cauză curentul corona este foarte redus şi se manifestă mai ales în imediata vecinătate a tensiunii disruptive. Efectul învelişului lejer este asemănător cu cel produs de un ecran dielectric subţire plasat între electrozi.

4. Influenţa acoperirilor izolante asupra descărcării în sistemul de electrozi conductor — conductor

Concluziile reieşite în urma experimentărilor întreprinse în sistemul de electrozi conductor — placă se verifică în mod satisfăcător în urma studiului descărcării între două conductoare paralele. S-au folosit două conductoare cu diametrul de 0,5 mm, cilindrice, aşezate la distanţa de 35 mm; pe conductoare s-au dispus învelişuri strînse şi lejere, identice cu cele folosite la sistemul de electrozi conductor — placă. Experimentările s-au realizat pentru ambele polarităţi ale electrodului pus sub tensiune şi pentru cazurile cînd electrodul acoperit este pus sub tensiune sau legat la pămînt.

Rezultatele obţinute sînt prezentate în tabelul 2 (tensiunile disruptive) şi în fig. 4 (caracteristicile tensiune — curent).

Tabelul 2

Sistemul de electrozi / Polaritatea electrodului sub tensiune					
Pozitivă [kV]	37	23	43,5	23	32
Negativă [kV]	37,5	43	22,5	31	21

Curentul corona este foarte redus în cazul acoperirii conductorului pozitiv, fie că acesta este legat la pămînt sau este pus sub tensiune. Aportul conductorului negativ la curentul corona este neînsemnat întrucît tensiunea disruptivă este foarte redusă. De altfel aceste cazuri nici nu au fost redate în fig. 4. Tensiunile disruptive au valori atît de scăzute, datorită împiedicării formării descărcării luminiscente continue, la fel ca şi în cazul sistemului de electrozi conductor — placă. Între situaţiile cînd conductorul pozitiv izolat este pus sub tensiune sau legat la pămînt diferenţa este foarte mică şi este datorată modificării intensităţii de cîmp pe conductor între cele două cazuri.

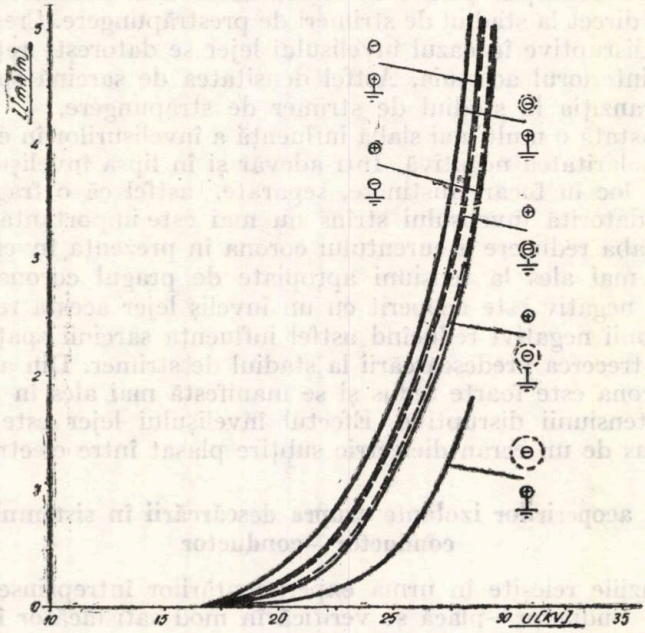


Fig. 4

La fel ca mai sus, acoperirile izolate pe conductorul negativ nu au drept efect o reducere a valorii curentului corona ci dimpotrivă o creştere a acesteia. Scăderea puternică a curentului corona în situaţia conductorului negativ acoperit cu înveliş lejer în sistemul de electrozi conductor — placă nu mai este pusă în evidenţă. Ambele efecte se datoresc prezenţei descărcării pe conductorul pozitiv.

Modificarea tensiunii disruptive în sistemul de electrozi conductor — conductor, în prezenţa învelişurilor, se datoreşte efectelor acestora asupra predescărcărilor pe conductorul pozitiv. Dacă este acoperit conductorul negativ, stabilitatea descărcării luminiscente continue pe conductorul pozitiv este mărită prin afluxul de electroni sau ioni negativi care produc ionizări în zona limitrofă şi provin de la conductorul negativ. Tensiunea disruptivă înregistrează o creştere redusă. Acest fapt nu se mai produce atunci cînd învelişul pe conductorul negativ este lejer jucînd un rol de ecran. Tensiunea disruptivă scade analog ca în cazul conductor acoperit cu înveliş lejer — placă.

5. Concluzii

Cercetările referitoare la procesele de predescărcare, efectuate pînă în prezent, s-au referit în special la cazul configuraţiilor speciale de electrozi cu care se pot evidenţia anumite stadii ale descărcării, dar rar întîlnite în practică.

Studiul descărcării electrice în intervalul conductor—placă confirmă influenţa decisivă a caracterului proceselor de predescărcare exercitată asupra tensiunii disruptive a intervalului. Prezenţa diferitelor forme de predescărcare este hotărîtă de forma electrozilor şi de distanţa dintre aceştia. Remarcabil este rolul descărcărilor luminiscente continue formate pe un conductor cilindric neted, la polaritatea pozitivă a tensiunii.

Acoperirea conductorului pozitiv cu învelişuri izolante poroase discontinue influenţează considerabil forma proceselor de predescărcare, împiedicînd mai ales formarea descărcării luminiscente continue.

Acoperirea cu învelişuri strînse a conductorului negativ nu produce o scădere pronunţată a curentului corona. Înăbuşirea descărcării corona în electrofiltre se datoreşte deci altor cauze decît depunerilor subţiri pe electrozii corona.

Studiul efectuat în sistemul de electrozi conductor—conductor confirmă concluziile deduse din rezultatele obţinute în sistemul conductor—placă. Cercetarea evoluţiei proceselor de predescărcare s-a efectuat pe o plajă destul de îngustă de variaţie a dimensiunilor geometrice ale sistemului de electrozi. Se impune completarea cercetărilor folosind şi distanţe mai mari între electrozi.

Primită la 1 noiembrie 1977

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electroenergetică

BIBLIOGRAFIE

1. Giao T. N., Jordan J. B., *Modes of Corona Discharges in Air.* IEEE Trans. on PAS, 87, *5*, 1207—1216 (1968).
2. Hermstein W., *Die Stromfaden-Entladung und ihr Übergang in das Glimmen.* Arch. für Elektrot., *3*, 209—224 (1960).
3. Hermstein W., *Die Entwicklung der positiven Vorentladungen im Luft zur Durchschlag.* Arch. für Elektrot, *4*, 279—288 (1960).
4. Buchet G., Goldmann M., *Considération sur l'entretien des décharges couronnes positives continues.* J. de Phys., (1970).
5. Loeb L., Discussion, IEEE Trans. on PAS, 88, *10*, 1474—1475 (1969).
6. Giao T. N., Discussion, IEEE Trans. on PAS, 88, *10*, 1473—1474 (1969).
7. Gavrilaş N. ş.a. *Influenţa ecranelor dielectrice poroase asupra descărcării corona în sistemul de electrozi conductor—placă.* Bul., Inst. polit. Iaşi, XX (XXIV), *3—4*, s. III, 86—94 (1974).
8. Левитоб В. И., *О некоторых особеностях пробоиа при положительном постояном напряжении в системе электродов провод — плоскость.* Изв. АН СССР, Энерг. и трансп., *2* (1969).
9. Богданова Н. О., Попков И., *О параметрах факелного разряда в воздухе при атмосферной давлеинн.* Изв. АН СССР. Энерг. и трансп., *1*, 79 - 88 (1968).
10. Vuhuu V., Comşa R., *Influence of Gap Length on Wire-Plate Corona.* IEEE Trans. on PAS, 88, *10*, 1462—1471 (1969).

SUR LES DÉCHARGES ÉLECTRIQUES EN AIR, DANS UN CHAMP FORT NONHOMOGÈNE

(Résumé)

L'étude de la décharge électrique dans le système d'électrodes fil—plan confirme l'influence décisive des processus de prédécharge sur la valeur de la tension disruptive.

L'existence des divers processus de prédécharge est déterminée par la forme des électrodes et par la distance qui les sépare.

Le recouvrement du conducteur avec des enveloppes isolantes poreuses influence les processus qui précèdent la décharge, empêchant surtout l'existence de la luminosité continue.

La conclusion des études effectuées dans le système d'électrodes fil — plan sont confirmées par une autre série d'expérimentations entre des électrodes fil — fil.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.316.13

SUR LE RÉGLAGE OPTIMAL DES BATTERIES DE CONDENSATEURS

PAR

GH. CÎRŢINĂ et GH. GEORGESCU

1. Les problèmes du dimensionement et de la répartition optimale des condensateurs dans les réseaux de distribution font, dans le dernier temps, l'objet de nombreux travaux. La plupart de ceux-ci établissent, en prenant en considération ou non la variation en fonction du temps de la charge électrique, des formules ou des algorithmes pour le calcul de la puissance optimale des batteries fixes de condensateurs.

En réalité, le plus souvent, la charge réactive varie d'une façon significative en fonction du temps et l'utilisation des batteries réglables s'avère plus raisonnable. Les batteries réglables permettent, dans une mesure plus grande, la diminution des pertes actives et l'amélioration de la qualité de la tension sans avoir des situation de surcompensation.

Dans ce qui suit on propose une méthode de détermination des échelons qui assurent le réglage optimal d'une batterie de condensateurs.

2. On considère tout d'abord la partie fixe, Q_0, déterminée à l'aide des méthodes connues [1], [2], très proche de la charge minimale, $Q_{\min}$ (fig. 1). Si le nombre des abonnés est assez grand, pour la charge totale réactive on peut admettre la répartition normale $N(m, \sigma^2)$, ayant la densité de répartition

$$f(Q) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(Q-m)^2}{2\sigma^2}}, \tag{1}$$

où m et σ^2 représentent la valeur moyenne et, respectivement, la dispersion de la répartition normale $N(m, \sigma^2)$.

Si l'on divise l'intervalle (Q_0, Q_n) (fig. 1), dans des échelons égaux, de grandeur $2q$ (q — une unité élémentaire de la batterie de condensateurs, par exemple, $q = 15$ kvar), la probabilité que la charge Q se trouve située entre Q_i et Q_{i+1}, (fig. 2), est donnée par [3] :

$$P(Q_i < Q < Q_{i+1}) = \Phi\left(\frac{Q_{i+1} - m}{\sigma}\right) - \Phi\left(\frac{Q_i - m}{\sigma}\right), \tag{2}$$

où :

$$\Phi(Q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{Q} e^{-x^2/2}\, dx \tag{3}$$

— la fonction de répartition L a p l a c e.

Si la variable aléatoire Q a la répartition $N(m, \sigma^2)$, alors $|Q - m| < 3\sigma$ avec une probabilité tout proche de 1. Dans la fig. 2 sont indiquées les probabilités $P_{i,\, i+1}$, telles que la charge Q soit situeé entre Q_i et Q_{i+1}, $(i = 0, 1, 2, \ldots, n-1)$.

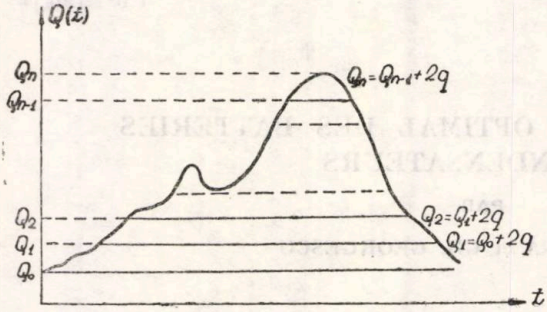


Fig. 1

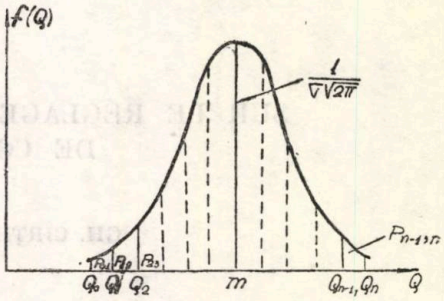


Fig. 2

3. Avec la batterie fixe, Q_0, installée, le coût des pertes d'énergie active, dues aux circulations réactives, est

$$A_0 = \{ q^2 P_{01} + (3q)^2 P_{12} + \cdots + [(2n-1)\, q]^2 P_{n-1,n} \} \frac{R}{U_n^2} T \beta k_a, \tag{4}$$

où : R — la résistance du câble d'alimentation, T — la durée annuelle d'utilisation, β — le coût de l'énergie perdue, $k_a = \sum_{k=1}^{n} (1+a)^{-k}$ — un coefficient d'actualisation (a — le taux d'actualisation).

Il est intéressant à étudier les effets économiques impliqués par l'introduction des éventuels échelons de réglage correspondant aux puissances $Q_1, Q_2, \ldots Q_{n-1}$. Par exemple, dans le cas de l'introduction d'un échelon en Q_1, les frais actualisés deviennent

$$A_1 = \{ q^2 P_{01} + q^2 P_{12} + (3q)^2 P_{23} + \cdots + [(2n-3)\, q]^2 P_{n-1,n} \} \frac{R}{U_n^2} T \beta k_a + M_1, \tag{5}$$

où : $M_1 = 2q\gamma + A_1$, γ — le coût d'un kvar installé, A_1 — le coût de l'appareillage électriques supplémentaire, pour l'échelon respectif.

La comparaison de (5) avec (4) indique que l'introduction d'un échelon se traduit par la diminution des pertes actives et l'augmentation de l'investissement. Pour faciliter la programmation sur ordinateurs on considère la fonction générale :

$$\begin{aligned} F_{(l_1, \ldots, l_{n-1}, \ldots, k_0, \ldots, k_{n-1})} = \{ & k_0 q^2 P_{01} + k_1 [(3 - l_1)\, q]^2 P_{12} + \cdots + \\ & + k_{n-1} [(2n - 1 - l_{n-1})\, q]^2 P_{n-1,n} \} \frac{R}{U_n^2} T \beta k_a, \end{aligned} \tag{6}$$

qui, pour $l_i = 0$, $k_i = 1$, se réduit à l'expression (4).

L'introduction de l'échelon suivant se traduit par

$$E = \{k_0 q^2 P_{01} + k_1[(3 - l_1')q]^2 P_{12} + \cdots + \\ + k_{n-1}[(2n - 1 - l_{n-1}')q]^2 P_{n-1,n}\} \frac{R}{U_n^2} T\beta k_a + M(s), \tag{7}$$

où $l_i' = l_i + 2$.

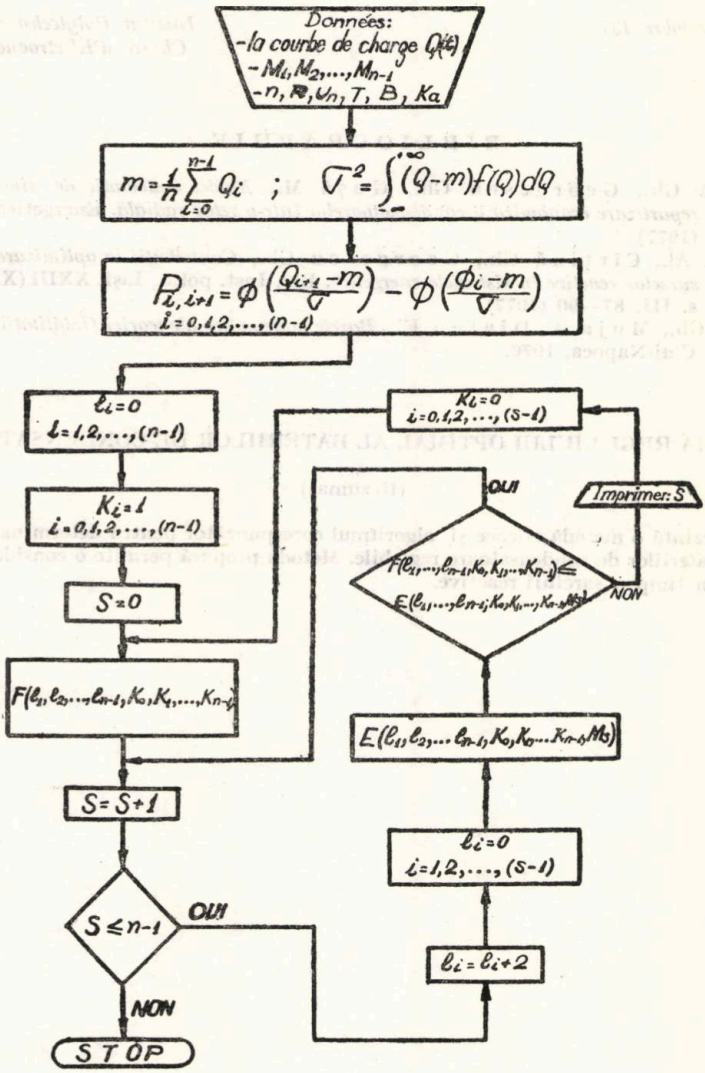


Fig. 3

Le programme de calcul consiste dans la recherche succésive des échelons pour lesquels $E < F$. Quand on trouve un tel échelon, on va le marquer et on va commencer une nouvelle recherche après le changement de la fonction (6) (fig. 3).

Conclusions

1. La méthode permet la considération rigoureuse du graphique de charge. L'introduction d'autres restrictions (concernant la qualité de la tension, etc.) ne représente pas une difficulté.

2. Le cas des échelons égaux n'est que un cas particulier du celui-ci, analysé ci-dessus.

Reçue le 19 octobre 1977

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Cîrţină Gh., Georgescu Gh., Guşă M., *Model matematic de simulare pentru repartizare economică a condensatoarelor într-o reţea radială.* Energetica, *1*, 29–32 (1977).
2. Poeată Al., Cîrţină Gh., Georgescu Gh., *Contribuţii la optimizarea dezvoltării surselor reactive în sistemele energetice.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXIII (XXVII), *3–4*, s. III, 87–90 (1977).
3. Mihoc Gh., Muja A., Diatcu E., *Bazele matematice ale teoriei fiabilităţii.* Ed. Dacia, Cluj-Napoca, 1976.

ASUPRA REGLAJULUI OPTIMAL AL BATERIILOR DE CONDENSATOARE

(Rezumat)

Se prezintă o metodă eficace şi algoritmul corespunzător pentru determinarea treptelor optime ale bateriilor de condensatoare reglabile. Metoda propusă permite o considerare exactă a variaţiei în timp a sarcinii reactive.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.317.382; 621.311; 621.316.26

EXPRESIILE ANALITICE ALE PUTERILOR DIN CIRCUITELE PRIMARE (TRIFAZATE FĂRĂ NUL) ALE CENTRALELOR ŞI STAŢIILOR ELECTRICE LA NESIMETRIE TOTALĂ, ÎN CAZUL UTILIZĂRII TENSIUNILOR DE FAZĂ, FOLOSIND ECHIPAJE MONOFAZATE CU NUL ARTIFICIAL

DE

LAURIAN PREDA, EUGENIU VOINEA, EUGEN BÎRLĂDEANU şi JAN IGNAT

1. Introducere

În literatură sînt cunoscute, încă din 1930 [1], expresiile analitice ale indicaţiilor unui wattmetru monofazat montat într-un sistem trifazat fără nul, avînd o nesimetrie totală. S-a dovedit că indicaţia wattmetrului monofazat depinde de modul de montare al bobinelor de curent şi tensiune.

Contribuţia noastră constă în demonstrarea faptului că indicaţia wattmetrului monofazat depinde şi de repartiţia curentului şi tensiunilor dezechilibrate în raport cu fazele [2],[4].

2. Procedeul propus

În cadrul acestei lucrări se determină expresiile analitice ale indicaţiei unui wattmetru monofazat care utilizează nul artificial, montat într-un mod oarecare în circuitul trifazat cu trei conductoare, în cazul nesimetriei totale (de curenţi şi de tensiuni).

Dacă se consideră trei valori oarecare (dar totdeauna aceleaşi) U_1, U_2, U_3, ale tensiunilor de fază dezechilibrate, trei valori oarecare I_1, I_2, I_3, ale curenţilor dezechilibraţi, iar φ reprezentînd unghiul de defazaj dintre componentele directe ale tensiunilor de fază şi componentele directe ale curenţilor, repartiţia tensiunilor şi curenţilor în raport cu cele trei conductoare, R, S, T, poate fi realizată în $6 \times 6 = 36$ moduri :

$$
(1)\quad
\begin{array}{ll}
\text{A) } U_S > U_R > U_T, & \text{D) } U_R > U_S > U_T, \\
\text{B) } U_T > U_S > U_R, & \text{E) } U_S > U_T > U_R, \\
\text{C) } U_R > U_T > U_S, & \text{F) } U_T > U_R > U_S;
\end{array}
$$

$$
(2)\qquad
\begin{array}{ll}
A')\ I_R > I_S > I_T, & D')\ I_R > I_T > I_S,\\
B')\ I_S > I_T > I_R, & E')\ I_S > I_R > I_T,\\
C')\ I_T > I_R > I_S & F')\ I_T > I_S > I_R.
\end{array}
$$

Efectuînd descompunerea în componente simetrice, cele 36 de situaţii diferite pot fi reprezentate simultan conform fig. 1 [3], unde s-au utilizat notaţiile : β_1 — unghiurile între componentele directe ale tensiunilor de fază şi componentele inverse ale curenţilor din cazurile A',B',C' ; β_2 — unghiurile între componentele directe ale tensiunilor de fază şi componentele

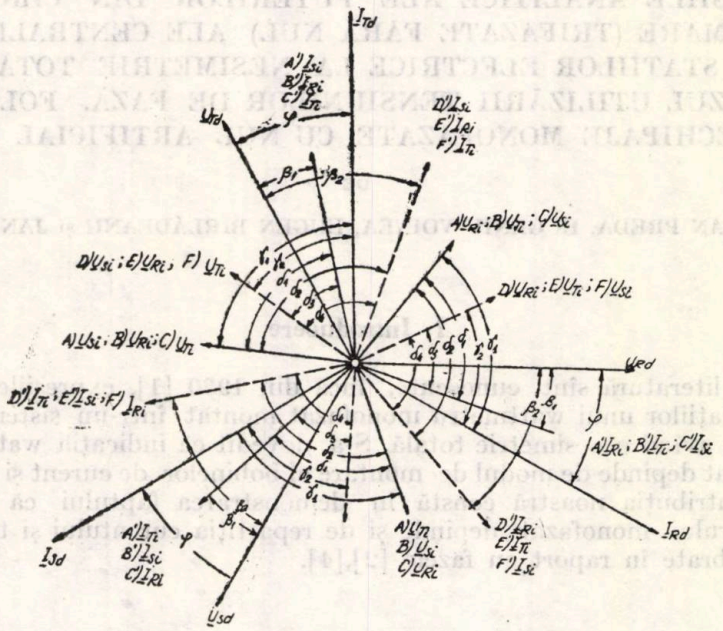


Fig. 1

inverse ale curenţilor din cazurile D',E',F' ; γ_1 — unghiurile între componentele inverse ale tensiunilor de fază din cazurile A, B, C şi componentele directe ale curenţilor ; γ_2 — unghiurile între componentele inverse ale tensiunilor de fază şi componentele directe ale curenţilor din cazurile D,E,F ; δ_1 — unghiurile între componentele inverse ale tensiunilor de fază din cazurile A, B,C şi componentele inverse ale curenţilor din cazurile A',B',C' ; δ_2 — unghiurile între componentele inverse ale tensiunilor de fază din cazurile A,B,C şi componentele inverse ale curenţilor din cazurile D',E', F' ;δ_3 — — unghiurile între componentele inverse ale tensiunilor de fază din cazurile D,E,F şi componentele inverse ale curenţilor din cazurile A',B',C' ; δ_4 — unghiurile între componentele inverse ale tensiunilor de fază din cazurile D,E,F şi componentele inverse ale curenţilor din cazurile D',E',F'.

Wattmetrul monofazat cu nul artificial poate fi montat într-un circuit trifazat cu trei conductoare în nouă moduri distincte conform indicaţiilor

din tabelul 1. Păstrînd aceleaşi trei valori efective ale tensiunilor de fază (U_1, U_2, U_3), aceleaşi trei valori efective ale curenţilor dezechilibraţi (I_1, I_2, I_3), şi acelaşi unghi de defazaj dintre componentele directe ale tensiunilor de fază şi componentele directe ale curenţilor (φ), pentru fiecare din cele nouă posibilităţi de montare a wattmetrului monofazat (tabelul 1) vor exista 36 de indicaţii.

Din fig. 1 rezultă defazajele pentru toate aceste situaţii în număr de ($6 \times 6 \times 9 = 324$), centralizate în tabelul 2.

Tabelul 1

	I_R	I_S	I_T
U_R	a	b	c
U_S	d	e	f
U_T	g	h	i

Tabelul 2

	$\underline{I}_{Rd}$	A') $\underline{I}_{Ri}$ B') $\underline{I}_{Ti}$ C') $\underline{I}_{Si}$	D') $\underline{I}_{Ri}$ E') $\underline{I}_{Ti}$ F') $\underline{I}_{Si}$	$\underline{I}_{Sd}$	A') $\underline{I}_{Si}$ B') $\underline{I}_{Ri}$ C') $\underline{I}_{Ti}$	D') $\underline{I}_{Si}$ E') $\underline{I}_{Ri}$ F') $\underline{I}_{Ti}$	$\underline{I}_{Td}$	A') $\underline{I}_{Ti}$ B') $\underline{I}_{Si}$ C') $\underline{I}_{Ri}$	D') $\underline{I}_{Ti}$ E') $\underline{I}_{Si}$ F') $\underline{I}_{Ri}$
$\underline{U}_{Rd}$	φ	β_1	β_2	$120°+\varphi$	$240°+\beta_1$	$240°+\beta_2$	$240°+\varphi$	$120°+\beta_1$	$120°+\beta_2$
A) $\underline{U}_{Ri}$ B) $\underline{U}_{Ti}$ C) $\underline{U}_{Si}$	γ_1	δ_1	δ_2	$120°+\gamma_1$	$240°+\delta_1$	$240°+\delta_2$	$240°+\gamma_1$	$120°+\delta_1$	$120°+\delta_2$
D) $\underline{U}_{Ri}$ E) $\underline{U}_{Ti}$ F) $\underline{U}_{Si}$	γ_3	δ_3	δ_4	$120°+\gamma_2$	$240°+\delta_3$	$240°+\delta_4$	$240°+\gamma_2$	$120°+\delta_3$	$120°+\delta_4$
$\underline{U}_{Sd}$	$240°+\varphi$	$240°+\beta_1$	$240°+\beta_2$	φ	$120°+\beta_1$	$120°+\beta_2$	$120°+\varphi$	β_1	β_2
A) $\underline{U}_{Ti}$ B) $\underline{U}_{Si}$ C) $\underline{U}_{Ri}$	$240°+\gamma_1$	$240°+\delta_1$	$240°+\delta_2$	γ_1	$120°+\delta_1$	$120°+\delta_2$	$120°+\gamma_1$	δ_1	δ_2
D) $\underline{U}_{Ti}$ E) $\underline{U}_{Si}$ F) $\underline{U}_{Ri}$	$240°+\gamma_2$	$240°+\delta_3$	$240°+\delta_4$	γ_2	$120°+\delta_3$	$120°+\delta_4$	$120°+\gamma_2$	δ_3	δ_4
$\underline{U}_{Td}$	$120°+\varphi$	$120°+\beta_2$	$120°+\beta_2$	$240°+\varphi$	β_1	β_2	φ	$240°+\beta_1$	$240°+\beta_2$
A) $\underline{U}_{Si}$ B) $\underline{U}_{Ri}$ C) $_{Ti}$	$120°+\gamma_1$	$120°+\delta_1$	$120°+\delta_2$	$240°+\gamma_1$	δ_1	δ_2	γ_1	$240°+\delta_1$	$240°+\delta_2$
D) $\underline{U}_{Si}$ E) $\underline{U}_{Ri}$ F) $\underline{U}_{Ti}$	$120°+\gamma_2$	$120°+\delta_3$	$120°+\delta_4$	$240°+\gamma_2$	δ_3	δ_4	γ_2	$240°+\delta_3$	$240°+\delta_4$

Cele nouă indicaţii ale wattmetrului monofazat cu nul artificial (tabelul 1), vor măsura puterile şi vor fi proporţionale cu produsul dintre fazorii tensiunii de fază şi ai curentului :

$$(3)\quad \begin{cases} a = \underline{U}_R\underline{I}_R = \underline{U}_{Rd}\underline{I}_{Rd} + \underline{U}_{Rd}\underline{I}_{Ri} + \underline{U}_{Ri}\underline{I}_{Rd} + \underline{U}_{Ri}\underline{I}_{Ri}. \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ i = \underline{U}_T\underline{I}_T = \underline{U}_{Td}\underline{I}_{Td} + \underline{U}_{Td}\underline{I}_{Ti} + \underline{U}_{Ti}\underline{I}_{Td} + \underline{U}_{Ti}\underline{I}_{Ti}. \end{cases}$$

Unghiurile care intervin în fiecare produs sînt centralizate în tabelul 2 şi au doar trei valori : α, $120° + \alpha$, $240° + \alpha$. Se are în vedere că :

$$(4)\quad \cos(120°+\alpha) = -\frac{1}{2}\cos\alpha - \frac{3}{2}\sin\alpha, \qquad \cos(240°+\alpha) = -\frac{1}{2}\cos\alpha + \frac{3}{2}\sin\alpha.$$

Conform fig. 1 :

$$(5)\quad \begin{cases} U_{Rd} = U_{Sd} = U_{Td} = U_d, & U_{Ri} = U_{Si} = U_{Ti} = U_i, \\ I_{Rd} = I_{Sd} = I_{Td} = I_d, & U_{Ri} = I_{Si} = I_{Ti} = I_i. \end{cases}$$

Se introduc notaţiile :

$$(6)\quad \begin{cases} P_d = 3U_dI_d\cos\varphi,\ Q_d = 3U_dI_d\sin\varphi,\ p_{d1} = 3U_dI_i\cos\beta_1,\ q_{d1} = 3U_dI_i\sin\beta_1, \\ p_{d2} = 3U_dI_i\cos\beta_2,\ q_{d2} = 3U_dI_i\sin\beta_2,\ p_{i1} = 3U_iI_d\cos\gamma_1,\ q_{i1} = 2U_iI_d\sin\gamma_1. \\ p_{i2} = 3U_iI_d\cos\gamma_2,\ q_{i2} = 3U_iI_d\sin\gamma_2,\ P_{i1} = 3U_iI_i\cos\delta_1,\ Q_{i1} = 3U_iI_i\sin\delta_1, \\ P_{i2} = 3U_iI_i\cos\delta_2,\ Q_{i2} = 3U_iI_i\sin\delta_2,\ P_{i3} = 3U_iI_i\cos\delta_3,\ Q_{i3} = 3U_iI_i\sin\delta_3, \\ P_{i4} = 3U_iI_i\cos\delta_4,\ Q_{i4} = 3U_iI_i\sin\delta_4. \end{cases}$$

Din relaţiile (4) şi (6) se constată existenţa unei corespondenţe (notînd în general puterile active ($P_d, p_{d1}, \dots, P_{i4}$) cu P, iar cele reactive cu Q) :

$$(7)\quad \begin{cases} \cos\alpha \to \dfrac{P}{3}, \\ \cos(120° + \alpha) \to -\dfrac{P}{6} - \dfrac{Q}{2\sqrt{3}}, \\ \cos(240° + \alpha) \to -\dfrac{P}{6} + \dfrac{Q}{2\sqrt{3}}. \end{cases}$$

Din tabelul 2 şi relaţiile (3), (6), (7) se obţine tabelul 3 care redă centralizat toate cele $9 \times 6 \times 6 = 324$ expresii analitice ale indicaţiei wattmetrului monofazat cu nul artificial, montat într-un mod oarecare în circuitul trifazat cu trei conductoare, ce prezintă atît nesimetrie de curenţi cît şi de tensiuni.

Din acest tabel se constată că expresia analitică a wattmetrului monofazat, în cazul menţionat, este de forma :

$$(8)\quad x = k_1P_d + k_2Q_d + k_3p_{dn} + k_4q_{dn} + k_5p_{im} + k_6q_{im} + k_7P_{ir} + k_8Q_{ir},$$

unde $k_1, k_2 \dots k_8$, n, m, r, iau valorile corespunzătoare situaţiei fizice urmărite, centralizate în tabelul 3.

Tabelul 3

	$\underline{I}_{Rd}$	A') $\underline{I}_{Ri}$ B') $\underline{I}_{Ti}$ C') $\underline{I}_{Si}$	D') $\underline{I}_{Ri}$ E') $\underline{I}_{Ti}$ F') $\underline{I}_{Si}$	$\underline{I}_{Sd}$	A') $\underline{I}_{Si}$ B') $\underline{I}_{Ri}$ C') $\underline{I}_{Ti}$	D') $\underline{I}_{Si}$ E') $\underline{I}_{Ri}$ F') $\underline{I}_{Ti}$	$\underline{I}_{Td}$	A') $\underline{I}_{Ti}$ B') $\underline{I}_{Si}$ C') $\underline{I}_{Ri}$	D') $\underline{I}_{Ti}$ E') $\underline{I}_{Si}$ F') $\underline{I}_{Ri}$
$\underline{U}_{Rd}$	$\frac{P_d}{3}$	$\frac{p_{d_1}}{3}$	$\frac{p_{d_2}}{3}$	$-\frac{P_d}{6}-\frac{Q_d}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{d_1}}{6}+\frac{q_{d_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{d_2}}{6}+\frac{q_{d_2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_d}{6}+\frac{Q_d}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{d_1}}{6}-\frac{q_{d_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{d_2}}{3}-\frac{q_{d_2}}{2\sqrt{3}}$
A) $\underline{U}_{Ri}$ B) $\underline{U}_{Ti}$ C) $\underline{U}_{Si}$	$\frac{p_{i_1}}{3}$	$\frac{P_{i_1}}{3}$	$\frac{P_{i_2}}{3}$	$-\frac{p_{i_1}}{6}-\frac{q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_1}}{6}+\frac{Q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_2}}{6}+\frac{Q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{i_1}}{6}+\frac{q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_1}}{6}-\frac{Q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_2}}{6}-\frac{Q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$
D) $\underline{U}_{Ri}$ E) $\underline{U}_{Ti}$ F) $\underline{U}_{Si}$	$\frac{p_{i_2}}{3}$	$\frac{P_{i_3}}{3}$	$\frac{P_{i_4}}{3}$	$-\frac{p_{i_2}}{6}-\frac{q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_3}}{6}+\frac{Q_{i_3}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_4}}{4}+\frac{Q_{i_4}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{i_2}}{6}+\frac{q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_3}}{6}-\frac{Q_{i_3}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_4}}{6}-\frac{Q_{i_4}}{2\sqrt{3}}$
$\underline{U}_{Sd}$	$-\frac{P_d}{6}+\frac{Q_d}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{d_1}}{6}+\frac{q_{d_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{d_2}}{6}+\frac{q_{d_2}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{P_d}{3}$	$-\frac{p_{d_1}}{6}-\frac{q_{d_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{d_2}}{6}-\frac{q_{d_2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_d}{6}-\frac{Q_d}{2\sqrt{3}}$	$\frac{p_{d_1}}{3}$	$\frac{p_{d_2}}{3}$
A) $\underline{U}_{Ti}$ B) $\underline{U}_{Si}$ C) $\underline{U}_{Ri}$	$-\frac{p_{i_1}}{6}+\frac{q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_1}}{6}+\frac{Q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_2}}{6}+\frac{Q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{p_{i_1}}{3}$	$-\frac{P_{i_1}}{6}-\frac{Q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_2}}{6}-\frac{Q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{i_1}}{6}-\frac{q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{P_{i_1}}{3}$	$\frac{P_{i_2}}{3}$
D) $\underline{U}_{Ti}$ E) $\underline{U}_{Si}$ F) $\underline{U}_{Ri}$	$-\frac{p_{i_2}}{6}+\frac{q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_3}}{6}+\frac{Q_{i_3}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_4}}{6}+\frac{Q_{i_4}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{p_{i_2}}{3}$	$-\frac{P_{i_3}}{6}-\frac{Q_{i_3}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_4}}{6}-\frac{Q_{i_4}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{i_2}}{6}-\frac{q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{P_{i_3}}{3}$	$\frac{P_{i_4}}{3}$
$\underline{U}_{Td}$	$-\frac{P_d}{6}-\frac{Q_d}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{d_1}}{6}-\frac{q_{d_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{d_2}}{6}-\frac{q_{d_2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_d}{6}+\frac{Q_d}{2\sqrt{3}}$	$\frac{p_{d_1}}{3}$	$\frac{p_{d_2}}{3}$	$\frac{P_d}{3}$	$-\frac{p_{d_1}}{6}+\frac{q_{d_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{d_2}}{6}+\frac{q_{d_2}}{2\sqrt{3}}$
A) $\underline{U}_{Si}$ B) $\underline{U}_{Ri}$ C) $\underline{U}_{Ti}$	$-\frac{p_{i_1}}{6}-\frac{q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_1}}{6}-\frac{Q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_2}}{6}-\frac{Q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{i_1}}{6}+\frac{q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{P_{i_1}}{3}$	$\frac{P_{i_2}}{3}$	$\frac{p_{i_1}}{3}$	$-\frac{P_{i_1}}{6}+\frac{Q_{i_1}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_2}}{6}+\frac{Q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$
D) $\underline{U}_{Si}$ E) $\underline{U}_{Ri}$ F) $\underline{U}_{Ti}$	$-\frac{p_{i_2}}{6}-\frac{q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_3}}{6}-\frac{Q_{i_3}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_4}}{6}-\frac{Q_{i_4}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{p_{i_2}}{6}+\frac{q_{i_2}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{P_{i_3}}{3}$	$\frac{P_{i_4}}{3}$	$\frac{p_{i_2}}{3}$	$-\frac{P_{i_3}}{3}+\frac{Q_{i_3}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{P_{i_4}}{6}+\frac{Q_{i_4}}{2\sqrt{3}}$

3. Concluzii

1. Expresia analitică a indicaţiei unui wattmetru monofazat care foloseşte nul artificial, montat într-un mod oarecare într-un circuit trifazat cu trei conductoare, are forma (8).

2. Contribuţia noastră constă în demonstrarea faptului că aceste expresii analitice nu sînt funcţie doar de modul de montare a instrumentului în raport cu fazele (aşa cum se arată în literatură), ci şi de modul de repartiţie a aceloraşi curenţi dezechilibraţi şi aceloraşi tensiuni de fază dezechilibrate, în raport cu cele trei faze.

3. Cele $9 \times 6 \times 6 = 324$ expresii analitice de forma (8) sînt prezentate centralizat în tabelul 3.

4. Cu ajutorul expresiilor analitice se poate identifica măsurătoarea făcută cu orice fel de montaj.

Primită la 1 decembrie 1976

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electroenergetică

BIBLIOGRAFIE

1. Barbagelata A., *Considerazioni fondamentali sulle misure nei sistemi trifasi.* L'Elettrotecnica, *3* (1930).
2. Preda L., *Analiza indicaţiilor unui wattmetru (contor) monofazat montat cu neutru artificial, într-o reţea trifazată cu trei conductoare, în regim dezechilibrat de curenţi.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XV (XX), *3–4* (1969).
3. Preda L., Voinea E., Nagacevski V., *Expresiile analitice ale puterilor din circuitele primare (trifazate fără nul) ale centralelor şi staţiilor electrice la nesimetrie totală.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXII (XXVI), *3–4*, s. III (1976).
4. Preda L., *Unele consideraţii noi asupra posibilităţilor de măsurare a puterilor, energiilor şi factorului de putere, în sisteme trifazate cu trei conductoare în cazul dezechilibrului de curenţi.* Teză de doctorat, Inst. polit., Iaşi, 1968.
5. Fränkel D., *Folosirea metodei componentei simetrice la măsurarea puterii, respectiv energiei active şi reactive în sisteme trifazate cu trei conductori.* Electrotehnica, III, *2–3* (1955).
6. Preda M., Ambrozie C., *Posibilităţi de măsurare a puterii şi energiei reactive în reţele trifazate nesimetrice.* Electrotehnica, V, *1* (1957).
7. Poeată Al. I., *Posibilităţi de utilizare a filtrelor de componente simetrice pentru ameliorarea funcţionării contoarelor de inducţie în regimuri nesimetrice.* Teză de doctorat, Inst. polit., Iaşi, 1966.
8. Preda L., *Sur la détermination des composantes symétriques par voie analytique dans un réseau triphasé à trois conducteurs.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXV (XIX), *3–4* (1968).

LES EXPRESSIONS ANALYTIQUES DES PUISSANCES DES CIRCUITS PRIMAIRES (TRIPHASÉS SANS NUL) DES CENTRALES ET STATIONS ÉLECTRIQUES DANS LE CAS DE L'ASYMÉTRIE TOTALE, EN EMPLOYANT LES TENSIONS DE PHASE (QUAND ON UTILISE DES ÉQUIPAGES MONOPHASÉS AVEC NUL ARTIFFICIEL)

(Résumé)

En utilisant la méthode des composantes symétriques on trouve les expressions analytiques (v. tableau 3) des indications d'un wattmètre monophasé qui utilise le nul artiffiiciel, placé dans un circuit triphasé à trois conducteurs. Ces expressions dépendent du façon dont le wattmètre est connecté dans le circuit et de la répartition des trois courants déséquilibrées, par rapport aux trois phases.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

VASILE PETRESCU

1899—1977

În ziua de 9 iunie 1977 a încetat din viaţă profesorul dr. docent Vasile Petrescu, eminent cadru didactic al Institutului politehnic din Iaşi, valoros cercetător în domeniul fizicii şi al măsurărilor electrice.

S-a născut la 20 octombrie 1899 în comuna Dolhasca, dintr-o familie de muncitori. A absolvit Facultatea de ştiinţe, secţia fizică, de la Universitatea „Alexandru Ioan Cuza" din Iaşi.

Încă de student, remarcat fiind de academicianul Ştefan Procopiu, în anul 1921 a fost încadrat preparator şi apoi asistent, la Universitatea din Iaşi, lucrînd şi formîndu-se ca cercetător sub îndrumarea acestuia. După absolvirea facultăţii a fost numit şef de lucrări la Laboratorul de căldură şi electricitate al Universităţii din Iaşi, apoi avansat conferenţiar, continuîndu-şi activitatea didactică şi ştiinţifică alături de savantul Ştefan Procopiu. În anul 1931 a obţinut titlul de doctor în ştiinţe iar mai tîrziu pe cel de doctor docent.

Din anul 1938 s-a transferat la Institutul politehnic din Iaşi unde a fost avansat la gradul de profesor. Încredinţîndu-i-se disciplina de Măsuri electrice, abia apărută în planul de învăţămînt din acel an, profesorul Vasile Petrescu a creat şi organizat Laboratorul de măsuri electrice şi a predat primul curs la această disciplină, curs pe care avea să-l ilustreze

cu dăruire, abnegaţie şi competenţă unanim recunoscută pînă la vîrsta de pensionare. Personalitate ştiinţifică remarcabilă, înzestrat cu un desăvîrşit talent pedagogic, profesorul Vasile Petrescu a reuşit întotdeauna să polarizeze atenţia studenţilor care veneau în masă pentru a-i audia, cu plăcere şi interes, reuşitele prelegeri.

În activitatea de cercetare ştiinţifică s-a remarcat prin elaborarea şi publicarea a numeroase lucrări ştiinţifice originale, majoritatea din domeniul fizic. Merită a fi citate lucrările din domeniul depolarizării luminii, cele referitoare la constanta dielectrică a unor materiale izolatoare în vecinătatea punctului de fuziune, cercetările privind producerea celor mai scurte unde electromagnetice.

În calitate de conducător de doctorat, de şef al Catedrei de măsuri electrice la Facultatea de electrotehnică din Iaşi şi de director al Centrului de cercetări fizice de la Filiala Iaşi a Academiei R.S.R., profesorul Vasile Petrescu a adus o contribuţie deosebită la formarea unui mare număr de cadre de nădejde, specialişti de înaltă calificare, pentru învăţămînt, cercetare şi producţie.

Este demn de remarcat faptul că în momente de grea încercare şcoala a apelat la prestigiul şi autoritatea profesorului Vasile Petrescu căruia i-a încredinţat sarcini de mare răspundere. Astfel, în perioada 1941—1944 a îndeplinit funcţia de decan al Facultăţii de electrotehnică din Iaşi iar în perioada 1942 — 1948 pe aceea de director al cantinei şi căminelor studenţeşti de la Institutul politehnic din Iaşi.

A fost decorat cu Ordinul muncii clasa a III-a şi a fost membru al P.C.R.

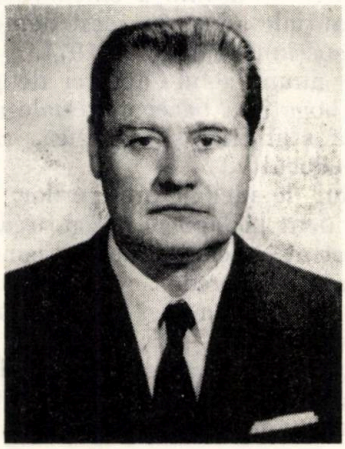
Profesorului Vasile Petrescu, eminent om de ştiinţă şi cadru didactic de prestigiu al şcolii ieşene, care şi-a consacrat întreaga viaţă promovării ştiinţei şi formării multor cadre de specialitate, îi vom păstra o pioasă şi recunoscătoare amintire.

D. Bărbulescu

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—2, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

CONSTANTIN HUIU

1923—1977



În zorii zilei de 15 noiembrie 1977 s-a stins din viaţă profesorul doctor inginer Constantin Huiu, şeful catedrei de geometrie descriptivă şi desen, secretarul comitetului de partid al Institutului politehnic din Iaşi, membru al Consiliului Învăţămîntului Superior.

S-a născut la 16 august 1923 în comuna Pietrari, judeţul Prahova. După terminarea studiilor liceale a absolvit, în anul 1950, facultatea de mecanică a Institutului politehnic din Iaşi, fiind încadrat, în acelaşi an, preparator la Catedra de organe de maşini.

În toamna aceluiaşi an este numit asistent, pentru ca apoi să parcurgă toate treptele ierarhiei universitare, devenind în 1975, prin concurs, profesor titular.

Avînd o pregătire teoretică şi practică temeinică, dotat cu calităţi pedagogice remarcabile, profesorul Constantin Huiu s-a afirmat ca un cadru didactic de mare prestigiu al Institutului politehnic din Iaşi.

Preocuparea sa continuă pentru perfecţionarea şi modernizarea învăţămîntului din institutul nostru, de legarea lui tot mai strînsă de problemele ridicate de dezvoltarea economiei ţării noastre, este reflectată şi de numeroasele sarcini îndeplinite, de-a lungul anilor, cu rezultate deosebit de valoroase.

În calitate de secretar al comitetului de partid pe institut a impulsionat şi sprijinit acţiunea de integrare a învăţămîntului cu cercetarea şi producţia, desfăşurînd, în acelaşi timp, o amplă şi rodnică activitate de educaţie comunistă în rîndul studenţilor şi salariaţilor din institut.

Activist politic, atît prin formaţie, cît şi prin vocaţie, profesorul Constantin Huiu a constituit un veritabil exemplu de militant neobosit pe tărîm social şi politic.

Modul exemplar în care s-a achitat întotdeauna de numeroasele sarcini politice şi obşteşti, încredinţate în cursul anilor, i-a atras stima şi consideraţia tuturor salariaţilor din institut, precum şi aprecierea elogioasă a organelor de conducere.

Profesorul Constantin Huiu a desfăşurat, în acelaşi timp, o bogată şi susţinută activitate ştiinţifică, preocupările sale fiind legate de elaborarea unor metode grafo-analitice de studiu a cinematicii corpului rigid.

Contribuţiile substanţiale aduse în acest domeniu au făcut şi obiectul tezei sale de doctorat, susţinută în anul 1971.

În anul 1973 este numit şeful Catedrei de geometrie descriptivă şi desen, contribuind la îmbogăţirea bazei materiale a catedrei, la antrenarea colectivului în activitatea ştiinţifică şi didactică, ridicînd nivelul calitativ al procesului instructiv-educativ.

Bogăţia conţinutului de idei al prelegerilor, predate într-un mod atractiv, cu un deosebit talent pedagogic, pregătirea profesională, au constituit de-a lungul anilor tot atîtea calităţi care au conferit totdeauna un nivel deosebit cursurilor pe care le-a predat.

Pentru rezultatele obţinute a fost distins cu ordine şi medalii ale Republicii Socialiste România.

Stingerea prematură din viaţă a profesorului doctor inginer Constantin Huiu constituie o grea şi dureroasă pierdere pentru Institutul politehnic din Iaşi, pentru toţi cei ce l-au cunoscut, l-au preţuit şi i-au fost colaboratori.

Leonard Cuţu

1979 FEB 2 3

40822

F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXIV (XXVIII)

Fasc. 3–4

SECŢIA III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1978

1919

1979 OKT 22

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXIV (XXVIII)

Fasc. 3—4

SECŢIA III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1978

COLEGIUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. VAL. BLIDARU, prof. dr. doc. N. V. BOŢAN, prof. dr. ing. GH. CAŞLER, prof. dr. ing. M. GAFIŢANU (preşedinte), prof. dr. P. MÂLCOMETE, prof. dr. doc. D. MANGERON, prof. dr. ing. T. SILION, acad. prof. dr. doc. CRISTOFOR SIMIONESCU, prof. dr. ing. I. VLAD

COMITETUL DE REDACŢIE AL SECŢIEI

III. ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. I. BEJAN
Prof. dr. ing. D. BĂRBULESCU
Prof. dr. ing. AL. POEATĂ

REDACŢIA

Prof. dr. doc. D. MANGERON (redactor responsabil)
Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN (secretar)
ECATERINA IRIMIEA (tehnoredactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3–4 1978

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag.

D. STANOMIR şi OCT. STĂNĂŞILĂ, Asupra teoriei generale a semnalelor discrete (II) (engl., rez. rom.) 9

H. ROSMAN, Rezonanţa la poarta de intrare a unui cuadripol diport, autonom, liniar, care alimentează un receptor neliniar, inerţial, în regim permanent sinusoidal (franc., rez. rom.) 15

S. MITREA, Ferorezonanţa serie într-un circuit trifazat cu conexiunea fazelor în stea fără conductor neutru (engl., rez. rom.) 19

N. ZITRON, Schema echivalentă a bobinei neliniare comandate longitudinal în regim de magnetizare liberă (germ., rez. rom.) 25

A. BARABOI, Utilizarea metodei convoluţiei complexe pentru determinarea soluţiilor periodice de regim forţat ale ecuaţiilor diferenţiale neliniare de ordinul doi, în cazul rezonanţei (franc., rez. rom.) 29

FL. TRIFAN, Relaţii de legătură între fenomenul magnetostrictiv direct şi cel magnetostrictiv invers (rom., rez. engl.) 35

D. BĂRBULESCU, GH. SAVIN şi L. GORAŞ, Punte pentru măsurarea impedanţelor în modul şi fază (engl., rez. rom.) 41

M. ANTONIU, Utilizarea voltmetrului cu zero decalat în schemă de frecvenţmetru (rom., rez. franc.) 47

I. BERGMAN, Cu privire la fenomenul de excitare a maşinii trifazate serie cu colector electronic (germ., rez. rom.) 55

E. TEODORU şi S. HARGHEL, Studiul, cu ajutorul calculatorului numeric, al funcţionării motorului monofazat în regim de dublă alimentare (franc., rez. rom.) 61

E. HNATIUC, Regimul dinamic de revenire al electromagneţilor de curent continuu (franc., rez. rom.) 69

V. MUNTEANU şi M. LUCANU, Consideraţii asupra optimizării codării binare Huffman (germ., rez. rom.) 77

Pag.

D. ALEXA, M. LUCANU, V. MUNTEANU, L. TURIC şi R. SIREŢCHI, Analiza proceselor de comutaţie în invertorul trifazat pentru acţionarea unor role de laminoare de tablă (engl., rez. rom.) 85

C. HUŢANU şi N. REUS, Sinteza automatelor secvenţiale cu triggere de diferite tipuri, prin metoda simbolică (rom., rez. franc.) 91

I. BEJAN, M. VOICU, I. ŢIŢARIU, D. ASANDEI şi CR. PAL, Condiţii de stabilitate privind acordarea unui regulator automat neliniar de tensiune (rom., rez. germ.) 97

I. OLÁH, Regimul dinamic al traductoarelor de deplasare liniare, realizate pe baza amplificatoarelor magnetice (engl., rez. rom.) 109

GH. CÎRŢINĂ, Asupra calculului surselor statice şi reglabile de putere reactivă (franc., rez. rom.) 117

R. OLÁH, I. OLÁH şi V. PRISĂCARU, Regimul staţionar al transformatorului pentru sudare, cu premagnetizare (rom., rez. franc.) 121

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tome XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4 1978

Section III

ELECTROTECHNICS. ENERGETICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

Pp.

D. STANOMIR and OCT. STĂNĂŞILĂ, Towards a General Theory of Discrete Signals (II) (English, Romanian summary) 9

H. ROSMAN, La résonance à la porte d'entrée d'un quadripôle diporte autonome, linéaire, qui alimente un récepteur nonlinéaire, inertiel, en régime permanent sinusoïdal (French, Romanian summary) 15

S. MITREA, Series Ferroresonance in Three-Wire Star-Connected Three-Phase Circuit (English, Romanian summary) 19

N. ZITRON, Erzatzschaltung der nichtlinearen longitudinal gesteuerten Spule im freien Magnetisierungszustand (German, Romanian summary) . . . 25

A. BARABOI, L'utilisation de la méthode de la convolution complexe pour la détermination des solutions périodiques de régime forcé des équations différentieles nonlinéaires du second ordre, dans le cas de la résonance (French, Romanian, summary) 29

FL. TRIFAN, Relationships between the Direct and Revers Magnetostrictive Phenomenon (Romanian, English summary) 35

D. BĂRBULESCU, GH. SAVIN and L. GORAŞ, Electrical Bridge for Impedance Module and Phase Measurements (English, Romanian summary) 41

M. ANTONIU, Utilisation du voltmètre à zéro décalé pour la mesure des fréquences (Romanian, English summary) 47

I. BERGMAN, Über die Selbsterregungserscheinung bei der Drehstromschlußmaschine mit gesteuertem Halbleiterstromwender (German, Romanian summary) 55

E. TEODORU et S. HARGHEL, L'étude à l'aide du calculateur numérique du fonctionnement du moteur monophasé dans un régime à double alimentation (French, Romanian summary) 61

E. HNATIUC, L'étude du régime de retour des électro-aimants de courant continu (French, Romanian summary) 69

V. MUNTEANU und M. LUCANU, Betrachtungen über die Optimisierung der Huffman schen Dualverschlüsselung (German, Romanian summary) 77

Pap.

D. ALEXA, M. LUCANU, V. MUNTEANU, L. TURIC and R. SIREŢCHI, Analysis of Commutation Processes in the Three-Phase Inverter for Driving the Sheet Rolling Mill Rolls (English, Romanian summary) 85

C. HUŢANU et N. REUS, La synthèse des automates séquentiels par la méthode symbolique, en utilisant bascules (Romanian, French summary) 91

I. BEJAN, M. VOICU, I. ŢIŢARIU, D. ASANDEI und CR. PAL, Stabilitätsbedingungen zur Verstellung eines nichtlinearen Spannungsregler (Romanian, German summary) 97

I. OLÁH, The Dynamic Regime of Linear Movement Transducers Built on the Principles of Magnetic Amplifier (English, Romanian summary) 109

GH. CÎRŢINĂ, Sur le calcul des sources statiques et réglables de puissance réactive (French, Romanian summary) 117

R. OLÁH, I. OLÁH et V. PRISĂCARU, Le régime stationnaire du transformateur à prémagnétisation pour le soudage à l'arc électrique (Romanian, French summary) 121

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXIV (XXVIII), Вып. 3 – 4 1978

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭНЕРГЕТИКА, ЭЛЕКТРОНИКА, АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Д. СТАНОМИР и О. СТЭНЭШИЛЭ, К общей теории дискретных сигналов (II), (англ., рез. рум.) 9

Г. РОСМАН, Резонанс на входных зажимах автономного линейного четырехполюсника питающий нелинейный инерционный приемник в установившемся синусоидальном режиме (франц., рез. рум.). . 15

С. МИТРЯ, Последовательный феррорезонанс в трехфазной цепи без нулевого провода (англ., рез. рум.) 19

Н. ЦИТРОН, Эквивалентная схема нелинейной катушки с продольным управлением в режиме свободной подмагничивании (нем., рез. рум.) 25

А. БАРАБОЙ, Использование комплексного конволюционного метода, в периодическое решение вынужденного режима дифференциальных уравнении второго порядка, при условиях резонанса (франц., рез. рум.) 29

Ф. ТРИФАН, Соотношения между прямым и обратным явлением магнитострикция (рум., рез. англ.) 35

Д. БЭРБУЛЕСКУ, Г. САВИН и Л. ГОРАШ, Мост для измерения модулья и аргумента полного сопротивления (англ., рез. рум.). 41

М. АНТОНИУ, Применение в схемах частотомеров, вольтметра со сдвинутым нулем (рум., рез. франц.). 47

И. БЕРГМАН, Об самовозбуждений в трехфазной машине с последовательным возбуждением и электронным коллектором (нем., рез. рум.). 55

Э. ТЕОДОРУ и С. ХАРГЕЛ, Исследование, при помощи ЦВМ, работы однофазного двигателя в режиме двойного питания (франц., рез. рум.). 61

Е. ХНАТЮК, О режиме возврата электромагнитов постоянного тока (франц., рез. рум.) 69

Стр.

В. МУНТЯНУ и М. ЛУКАНУ, К вопросу оптимизации бинарной кодпификации Гуффман (нем., рез. рум.) 77

Д. АЛЕКСА, М. ЛУКАНУ, В. МУНТЯНУ, Л. ТУРИК и Р. СИРЕЦКИЙ, Анализ коммутационных процессов в трехфазный преобразователь для привод роликов из жестепрокатного стана (англ., рез. рум.) 85

К. ГУЦАНУ и Н. РЕУС, Синтез секвенцияльных автоматов с триггеры различных типов при помощи символическим методом (рум., рез. франц.) 91

И. БЕЖАН, М. ВОЙКУ, И. ЦИЦАРИУ, Д. АСАНДЕЙ и К. ПАЛ, Условия устойчивости согласования автоматического нелинейного регулятора напряжености (рум., рез. нем.). 97

И. ОЛАХ, Динамический режим датчик линейного перемещения реализованных на основе магнитных усилители (англ., рез. рум.) . 109

Г. КЫРЦИНЭ, К расчету статических и регулированных источников реактивной мощности (франц., рез. рум.). 117

Р. ОЛАХ, И. ОЛАХ и В. ПРИСЭКАРУ, Установившийся режим сварочного трансформатора с подмагничиванием (рум., рез. франц.) 121

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.U. 621.391.1

TOWARDS A GENERAL THEORY OF DISCRETE SIGNALS (II)

BY

D. STANOMIR and OCTAVIAN STĂNĂŞILĂ

1. Discrete Fourier Transform (DFT) in a Standard Basis

Let $q \geqslant 2$, $n \geqslant 1$ be some fixed integers and let N be given by $N = q^n$. We introduce the set T containing N integers by

$$T = \{0, 1, ..., N-1\}.$$

The set T can be organized as an abelian group in the following manner. For $\forall a, \forall b \in T$, we consider their q-adic representations with n elements, i.e.

$$a = (a_1, a_2, ..., a_n)_q, \; b = (b_1, b_2, ..., b_n)_q,$$

and we introduce the operation

$$a \oplus b = c = (c_1, c_2, ..., c_n)_q, \text{ where } c_k = a_k + b_k \pmod q, \; k = [\overline{0, N-1}].$$

The opposite element of a will be denoted by $\ominus a$, i.e.

$$a = (\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_n)_q, \text{ where } \alpha_i = \begin{cases} q - a_i & \text{if } a_i \neq 0, \quad i = [\overline{1, n}], \\ 0 & \text{if } a_i = 0. \end{cases}$$

By S_d we denote the set of all complex-valued functions $T \to \mathbf{C}$, (the real case is also included). Every element $x \in S_d$ is called a *discrete signal*, $k \in T$ is the *sampling time* and $x_k = x(k)$ is the *sample at time* k. Every $x \in S_d$ may be identified with a point of $\mathbf{C}^N$ and may be therefore represented by a column matrix, i.e.

$$x = [x_0, x_1, ..., x_{N-1}]'.$$

By a prime we denote the transposed of a matrix.

It follows immediately that S_d is a unitary (Hilbert complex) space, by defining the scalar product as $< x, y > = x'\overline{y}$. By a superlineated vector we mean the complex conjugated vector.

We define also the signal product $S_d \times S_d \to S_d$ by $x \bullet y = z$, where $z_k = x_k y_k$, $k = [\overline{0, N-1}]$.

In a previous paper [3], we have introduced the concept of a *standard basis in* S_d, as being a sequence of N signals in S_d, $E_0, E_1, \ldots, E_{N-1}$, so that the square matrix

$$E = [E_0 \mid E_1 \mid \ldots \mid E_{N-1}]$$

be symmetric and have all the entries on the boundary of the unit disk in $\mathbf{C}$ and the following properties are fulfilled :

a) multiplicativity, $E_r \bullet E_s = E_{r \oplus s}$, $\forall r, \forall s \in \overline{[0, N-1]}$;

b) orthogonality, $< E_r, E_s > = \begin{cases} 0, & r \neq s, \\ N, & r = s. \end{cases}$

In the same paper [3], some examples were given in order to prove the consistency of this concept (e.g. discrete exponentials, W a l s h functions).

Let us choose a standard basis in S_d, that is

$$B = \{E_k\}, \quad E_k = [u_0^k, u_1^k, \ldots, u_{N-1}^k]',$$

$$u_i^k = u_k^i, \quad \overline{u_i^k} = \frac{1}{u_i^k}, \quad |u_i^k| = 1, \quad u_0^k = 1, \ \forall i, \ \forall k \in \overline{[0, N-1]}.$$

For every $k \in \mathbf{Z}$, there exists a unique $\tilde{k} \in T$ so that $k - \tilde{k} \in T$. We put then $E_k = E_{\tilde{k}}$; clearly E_{k+pN}, $\forall k$, $\forall p \in \mathbf{Z}$. By this way one can introduce a standard basis with indexes of $\mathbf{Z}$. This continuation is compatible with the continuation of the operation $\oplus$ over $\mathbf{Z}$.

D e f i n i t i o n 1. We call the direct (respectively inverse) DFT of $x \in S_d$ with respect to the standard basis B the discrete signal defined by

$$F_x = Ex, \text{ (respectively } F_x^{-1} = \frac{1}{N}(\overline{E}x)).$$

The discrete signal F_x is also called the *sequential spectrum* of x with respect to the basis B, [2].

L e m m a 1. a) *The mappings* F, F^{-1}: $S_d \to S_d$ *are* $\mathbf{C}$*-isomorphisms and are inverse to each other.*

b) *Every discrete signal is determined through its direct (inverse) DFT with respect to* B *(that is by its sequential spectrum).*

R e m a r k s. The DFT of a discrete signal $x \in S_d$ may be extended to an infinite periodic sequence of period N. Putting

$$y_k = \sum_{m=0}^{N-1} x_m u_k^m, \ k \in \mathbf{Z}, \text{ we get } y_k = y_{k+N}, \ \forall k \in \mathbf{Z},$$

by using the fact that $u_k^m = u_{k+N}^m$, $\forall m$, $\forall k$, following the continuation of B over $\mathbf{Z}$. One may say that x is restriction on T of a complex periodic signal defined over $\mathbf{Z}$.

In our previous paper [3], we have proved that every standard basis in S_d is also a basis in the vector space $\mathbf{C}^N$, therefore every x admits a unique representation $x = \sum_{k=0}^{N-1} c_k E_k$, $c_k \in \mathbf{C}$. Indeed putting $c = [c_0, c_1, \ldots, c_{N-1}]'$ we get

$$x = Ec, \quad c = \frac{1}{N}\overline{E}x.$$

We have used the fact that $E\overline{E} = (1/N)\, U_N$, where U_N is the unit matrix. Therefore $c = F_x^{-1}$ and by this way giving a meaning for the inverse DFT.

Theorem 1. *Let $x \in S_d$, $x = \{x_m\}$, be a periodic signal of period N and $y = F_x = \{y_k\}$ its DFT, $m, k \in \overline{[0, N-1]}$.*

a) *Let $h \in \mathbf{Z}$ be a fixed delay and $x_h = \{x_{m+h}\}$, then*

$$F_{x_h} = \{\overline{u_k^h} y_k\}.$$

b) *If every x_m is a real number and q is even, then $y_{N/2+r} = \overline{y}_{N/2-r}$, $r = \overline{[0, N/2]}$; $y_{N/2}$ is a real number.*

2. Convolution and Correlation

In the signal theory there are two important transformations : convolution and correlation. By means of the additive structure introduced on T we may define these two important transformations.

Definition 2. Let x, y be two elements of S_d. We call the *convolution* of x and y, the signal z given by

$$x \ast y = z = \{z_k\}, \; z_k \overset{\Delta}{=} \sum_{r=0}^{N-1} x_r y_{k \ominus r}, \quad k = \overline{[0, N-1]}.$$

The *correlation* of x and y is given by

$$x \,\widehat{\ast}\, y = z = \{\widehat{z}_k\}, \quad \widehat{z}_k = \frac{1}{N}\sum_{r=0}^{N-1} x_r y_{k \oplus r}, \quad k = \overline{[0, N-1]}.$$

The autocorrelation of x is the signal $x \,\widehat{\ast}\, x$.

We introduce the *unit impulse* at the sampling time k by the formula

$$\delta_k = \{\delta_k(i)\}, \quad \delta_k(i) = \begin{cases} 1, & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad k, i = \overline{[0, N-1]}.$$

We take $\delta = \delta_0$. We remark two facts about δ_k : firstly, the DFT of δ_k is precisely E_k and secondly $\{\delta_k\}$, $k = \overline{[0, N-1]}$, is a basis but not a standard basis in S_d.

Lemma 2. *For $\forall x$, $\forall y$, $\forall z \in S_d$ and $\forall i$, $\forall j$, $\forall k \in \overline{[0, N-1]}$, we have :*

a) $x \ast y = y \ast x, \quad x \ast (y \ast z) = (x \ast y) \ast z$;

b) $x = \{x_i\}, \quad x \ast \delta_j = y = \{y_k\} = \{x_{k \ominus j}\}$,

$x \ast \delta = x, \; \delta_i \ast \delta_j = \delta_{i \oplus j}$.

It is clear that by convolution with δ_k, the signal x is q-delayed by k sampling units, therefore the samplings of x are subject to a permutation.

Theorem 2. *For every $x, y \in S_d$ and a fixed standard basis in S_d we have:*

a) $F_{x*y} = F_x \bullet F_y, \quad F^{-1}_{x*y} = N F^{-1}_x \bullet F^{-1}_y;$

b) $NF_{x\hat{*}y} = \overline{F}_x \bullet F_y, \quad F^{-1}_{x\hat{*}y} = \overline{F}^{-1}_x \bullet F^{-1}_y;$

c) $F_x \ast F_y = N F_{x\bullet y}, \quad F^{-1}_x \ast F^{-1}_y = F^{-1}_{x\bullet y};$

$F_x \hat{\ast} F_y = F_{\overline{x}\bullet y}, \quad NF^{-1}_x \hat{\ast} F^{-1}_y = F^{-1}_{\overline{x}\bullet y}.$

It follows

Corrollary 1. *For every $x \in S_d$ and $k = [\overline{0, N-1}]$ we have*

$$F_{x*\delta_k} = F_x \bullet E_k, \quad F_{x\hat{*}\delta_k} = \frac{1}{N}\overline{F}_x \bullet E_k.$$

Corrollary 2 (Parseval). *For any two real signals $x, y \in S_d$, a fixed standard basis and their DFT,*

$$F_x = \{f_k\}, \quad F_y = \{g_k\}, \quad k = [\overline{0, N-1}],$$

we have:

$$\sum_{k=0}^{N-1} x_k y_k = \sum_{k=0}^{N-1} \overline{f}_k g_k; \quad \sum_{k=0}^{N-1} x_k^2 = \sum_{k=0}^{N-1} |f_k|^2.$$

The complete proofs and some applications of the above results will be given later [4]. To finish with, we remark that fast Fourier algorithm in the Fourier (or Walsh) case, described in [1], [2], can also be developed in the general case. The main idea consists in decomposing the matrix E of a fixed standard basis in a Kronecker product of diagonal matrices and thus getting a more economical computation of the DFT, $F_x = Ex$, for any discrete signal.

3. Conclusions

Some new theorems concerning the theory of discrete signals are given without proof. These theorems are analogous to those pertaining the continuous signals. The results may be useful in constructing general algorithms for discrete Fourier transformation.

Received, February 18, 1978

Polytechnic Institute, Bucharest,
Department of Electronics
and
Department of Mathematics

REFERENCES

1. Ahmed N., Rao K., *Orthogonal Transforms for Digital Processing*. Springer Verlag, Berlin, 1975.

2. Beauchamp K., *Walsh Functions and their Applications*. Academic Press, London, 1975.
3. Stanomir D., Stănăşilă O., *Towards a General Theory of Discrete Signals* (I). Bul. Inst. polit. Buc., XXXIX, *3*, 1—10 (1977).
4. Stanomir D., Stănăşilă O., *Metode matematice în teoria semnalelor*. Ed. Tehn., Buc.. 1978 (to appear).
5. Трахтман А., *Основы линейной теории сигналов на конечном множестве точек*. Авт. и телемех, *4* (1974).

ASUPRA TEORIEI GENERALE A SEMNALELOR DISCRETE (II)

(Rezumat)

Noţiunea centrală introdusă de autori, aceea de bază standard de semnale discrete, a permis să fie obţinute noi teoreme privitoare la proprietăţile transformării Fourier discrete, a convoluţiei şi a corelaţiei. Se obţin o serie de teoreme care stabilesc o dualitate între semnalele discrete şi cele continue. Rezultatele obţinute oferă posibilităţi de a găsi algoritme de calcul pentru transformarea Fourier rapidă pentru diferite clase de semnale discrete.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3.014.8; 621.392.5

LA RÉSONANCE À LA PORTE D'ENTRÉE D'UN QUADRIPÔLE DIPORTE, AUTONOME, LINÉAIRE, QUI ALIMENTE UN RÉCEPTEUR NONLINÉAIRE, INERTIEL, EN RÉGIME PERMANENT SINUSOÏDAL

PAR

HUGO ROSMAN

1. Dans la thèse de doctorat [1] nous avons établi les conditions nécessaires et suffisantes pour réaliser la résonance à la porte d'entrée d'un quadripôle diporte, autonome, linéaire (QDAL), qui alimente, en régime permanent sinusoïdal, un récepteur également linéaire. Ainsi, si il est donné le QDAL dont les équations sont :

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix} \tag{1}$$

et qui alimente le récepteur (passif), ayant l'impédance :

$$\underline{Z}_2 = R_2 + jX_2, \tag{2}$$

on obtient un régime de résonance à la porte d'entrée du QDAL si : a) les paramètres de transfert du quadripôle, $\underline{A}_{st}$, $(s, t = 1, 2)$, satisfont l'inégalité :

$$|\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* + \underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)| \leqslant 1 ; \tag{3}$$

b) l'impédance du récepteur décrit le diagramme (cercle) d'équation :

$$R_2^2 + X_2^2 + \frac{\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* - \underline{A}_{12}^*\underline{A}_{21})}{\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)} R_2 + \frac{\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* - \underline{A}_{12}^*\underline{A}_{21})}{\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)} X_2 + \frac{\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{12}\underline{A}_{22}^*)}{\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{21}^*)} = 0. \tag{4}$$

2. Sans doute, on peut poser un problème analogue dans le cas plus général quand tant le quadripôle, que le récepteur sont des éléments nonlinéaires, noninertiels. Les difficultés qui y arrivent, dans l'étude et la solution d'un tel problème, s'avèrent tout à fait considérables et difficile à dépasser, de sorte qu'au moins au début il est rationnel à aborder des cas particuliers, plus accessibles du point de vue analytique. Dans ce sens on prendra en considération, tout d'abord, le cas lorsque le quadripôle, linéaire, alimente un récepteur passif, nonlinéaire, inertiel. Selon ce qu'on connaît, dans les conditions ci-dessus, en régime permanent, le signal réponse est de la même forme que l'excitation et par conséquent il est bien possible à étudier la réalisabilité du régime de résonance à la porte d'entrée du quadripôle, par exemple, en régime permanent sinusoïdal. Par cette voie la technique

de calcul utilisée dans notre thèse [1] peut être adaptée, sans difficultés, pour le cas proposé à être étudié.

Il est bien connu que l'analyse des circuits nonlinéaires se simplifie sensiblement si l'on substitue les éléments de circuit nonlinéaires, non-inertiels, avec d'autres, équivalents, inertiels. Un tel procédé a été utilisé, d'une manière avantageuse, par plusieurs auteurs (par. ex. [2]).

3. Dans ces conditions les paramètres statiques du récepteur nonlinéaire, inertiel, sont des fonctions de l'amplitude de l'excitation :

$$R_2 = R_2(A_m),\ X_2 = X_2(A_m), \tag{5}$$

où A_m représente l'amplitude soit de la tension secondaire (U_{2m}), soit du courant secondaire (I_{2m}).

L'inégalité (3) a un caractère intrinsèque, lié à la structure du quadripôle. Or, dans le cas considéré, le quadripôle en étant encore linéaire, l'inégalité (3) conserve sa valabilité. En même temps on peut écrire l'expression (4) sous la forme :

$$\begin{aligned} &R_2^2(A_m) + X_2^2(A_m) + \frac{\mathcal{J}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* - \underline{A}_{12}^*\underline{A}_{21})}{\mathcal{J}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)} R_2(A_m) + \\ &+ \frac{\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* - \underline{A}_{12}^*\underline{A}_{21})}{\mathcal{J}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)} X_2(A_m) + \frac{\mathcal{J}m\,(\underline{A}_{12}\underline{A}_{22}^*)}{\mathcal{J}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)} = 0, \end{aligned} \tag{6}$$

où l'on a tenu compte de (5).

Relativement à la relation (6) on peut poser le problème suivant qui semble à être intéressant. Les caractéristiques réponse — excitation des résistors, des bobines et des condensateurs qui interviennent dans la structure du récepteur (passif) étant connues, on dispose de la possibilité de déterminer sa résistance et sa réactance équivalente comme fonctions de l'amplitude du signal $A_m = U_{2m}, I_{2m}$. Il en résulte, par conséquent, que l'expression (6) peut être considérée comme une équation algébrique en A_m, dont les racines réelles et positives définissent les régimes de résonance possible à réaliser à la porte d'entrée du quadripôle.

4. Une fois connue l'amplitude soit de la tension secondaire, U_{2m}, soit du courant secondaire, I_{2m}, on peut déterminer, à l'aide des équations (1), l'amplitude soit de la tension du générateur de tension, soit du courant du générateur de courant qui alimente le quadripôle. Si l'on tient compte de la relation évidente :

$$\underline{U}_2 = \underline{Z}_2(A_m)\,\underline{I}_2 \tag{7}$$

on peut établir les équations qui permettent à déterminer : a) l'amplitude de la tension primaire, lorsque $A_m = U_{2m}$:

$$U_{1m} = |\,\underline{A}_{11} + \underline{A}_{12}/\underline{Z}_2(U_{2m})\,|\,U_{2m}\,; \tag{8}$$

b) l'amplitude du courant primaire, si $A_m = U_{2m}$:

$$I_{1m} = |\,\underline{A}_{21} + \underline{A}_{22}/\underline{Z}_2(U_{2m})|\,U_{2m}\,; \tag{9}$$

c) l'amplitude de la tension primaire, quand $A_m = I_{2m}$;

$$U_{1m} = |\,\underline{A}_{11}\underline{Z}_2(I_{2m}) + \underline{A}_{12}|\,I_{2m}\,; \tag{10}$$

d) l'amplitude du courant primaire, dans le cas $A_m = I_{2m}$:

$$I_{1m} = | \underline{A}_{21}\underline{Z}_2 (I_{2m}) + \underline{A}_{22} | I_{2m} . \tag{11}$$

Si l'amplitude de l'excitation est imposée par l'une des relations (8) ... (11), sa fréquence doit être connue par avance car $X_2 (A_m)$, qui intervient dans l'équation (6), est une fonction qui dépend ésentiellement de la fréquence. Donc, à une valeur imposée de la fréquence, qui satisfait la condition (3), pour un QDAL de structure donnée et un récepteur nonlinéaire, inertiel, connu, on peut constituer l'équation (6), qui est, en général, une équation algébrique d'ordre élevé. Une fois connues les racines réelles et positives de cette équation on peut déterminer les valeurs de l'amplitude de l'excitation pour lesquelles se réalisent le régime de résonance à la porte d'entrée.

Il y a nombre de différences qualitatives intéressantes par rapport au problème analogue qui intervient dans le cas des circuits linéaires, dont on peut signaler, en premier lieu, la suivante. Tandis que dans le cas des circuits linéaires, une fois satisfaite la condition (3), ou autrement dit une fois imposée la fréquence de l'excitation, pour des valeurs données des paramètres du récepteur on peut obtenir au plus un seul régime de résonance à la porte d'entrée du quadripôle, lorsque le récepteur est nonlinéaire, inertiel, on peut réaliser plusieurs tels régimes, dont le nombre est égal à celui des racines réelles et positives de l'équation (6).

5. À titre d'exemple on considère le cas représenté dans la fig. 1, où le récepteur est un circuit *RLC*, dont chaque élément (résistor, bobine, condensateur) est nonlinéaire, inertiel. Dans cette situation si l'on utilise le procédé indiqué dans le livre [3], on peut établir des expressions assez simples des paramètres statiques des éléments nonlinéaires inertiels équivalents. Ainsi :

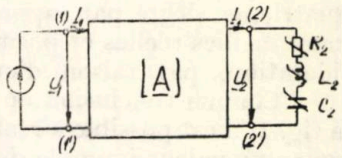


Fig. 1

a) la résistance statique d'un résistor nonlinéaire inertiel peut être calculée à l'aide de la relation :

$$R_2 = a_1 + \frac{3}{4} a_3 I_{2m}^2, \ (a_1 > 0, \ a_3 \gtrless 0) ; \tag{12}$$

b) la réactance inductive statique d'une bobine nonlinéaire inertielle est donnée par :

$$X_{L_2} = b_1\omega - \frac{3}{4} b_3 \omega I_{2m}^2, \ (b_1 > 0, \ b_3 \gtrless 0) ; \tag{13}$$

c) la réactance capacitive statique d'un condensateur nonlinéaire inertiel est déterminée par l'expression :

$$X_{C_2} = \frac{c_1}{\omega} + \frac{3c_3}{4\omega^3} I_{2m}^2, \ (c_1 > 0, \ c_3 \gtrless 0), \tag{14}$$

où I_{2m} représente l'amplitude et ω — la pulsation du courant (sinusoïdal) secondaire du quadripôle, qui circule par l'élément nonlinéaire, inertiel, considéré. Par conséquent la réactance X_2 du récepteur résulte de la forme :

$$X_2 = X_{L_2} - X_{C_2} = b_1\omega - \frac{c_1}{\omega} - \frac{3}{4}\left(b_3\omega + \frac{c_3}{\omega^3}\right) I_{2m}^2, \tag{15}$$

où l'on a tenu compte des relations (13) et (14).

Si l'on substitue les expressions (12) et (15) dans l'équation (6) et on l'ordonne par rapport à I_{2m}, on obtient une relation de la forme :

$$m_4 I_m^4 + m_2 I_m^2 + m_0 = 0, \tag{16}$$

où

$$\left\{\begin{aligned} m_4 &= \frac{9}{16}\left[a_3^2 + \left(b_3\omega + \frac{c_3}{\omega^3}\right)^2\right], \\ m_2 &= \frac{3}{4}\left[2a_1a_3 - 2\left(b_1\omega - \frac{c_1}{\omega}\right)\left(b_3\omega + \frac{c_3}{\omega^3}\right) + a_3\frac{\mathcal{J}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* - \underline{A}_{12}^*\underline{A}_{21})}{\mathcal{J}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)} - \right. \\ &\qquad \left. - \left(b_3\omega + \frac{c_3}{\omega^3}\right)\frac{\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* - \underline{A}_{12}^*\underline{A}_{21})}{\mathcal{J}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)}\right], \\ m_0 &= a_1^2 + \left(b_1\omega - \frac{c_1}{\omega}\right)^2 + a_1\frac{\mathcal{J}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* - \underline{A}_{12}^*\underline{A}_{21})}{\mathcal{J}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)} + \\ &\qquad + \left(b_1\omega - \frac{c_1}{\omega}\right)\frac{\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^* - \underline{A}_{12}^*\underline{A}_{21})}{\mathcal{J}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)} + \frac{\mathcal{J}m(\underline{A}_{12}\underline{A}_{22}^*)}{\mathcal{J}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)}. \end{aligned}\right. \tag{17}$$

L'expression (17) représente une équation algébrique, bicarée, du quatrième degré par rapport à l'inconnue I_{2m}, qui n'admet, au plus, que deux racines réelles et positives, les seules qui peuvent êtres prises en considération, par raison d'ordre physique.

Comme conclusion on peut affirmer que dans le cas représenté dans la fig. 1, il est possible à réaliser au plus deux régime de résonance distincts, pour une valeur imposée de la fréquence de l'excitation telle qu'elle satisfasse l'inégalité (3).

Reçue le 23 juillet 1977

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures
et Machines Électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Rosman H., *Rezonanţa la porţile de acces ale unei reţele electrice liniare de tip cuadripol diport, pasiv şi reciproc, în regim permanent sinusoidal.* Thèse, Inst. Polyt., Jassy, 1968.
2. Долгинов А.И., *Резонанс в электрических цепях и системах.* ГЭИ, М.—Л., 1957, 242—254.
3. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973, Ch. 8.

REZONANŢA LA POARTA DE INTRARE A UNUI CUADRIPOL DIPORT, AUTONOM, LINIAR, CARE ALIMENTEAZĂ UN RECEPTOR NELINIAR INERŢIAL, ÎN REGIM PERMANENT SINUSOIDAL

(Rezumat)

Se studiază posibilităţile de realizare a rezonanţei la poarta de intrare a unui cuadripol diport, autonom, liniar, care alimentează un receptor neliniar inerţial, în regim permanent sinusoidal. În cazul reprezentat în fig. 1, parametrii statici ai receptorului fiind daţi de (12)...(14), se pot realiza cel mult două astfel de regimuri, pentru soluţiile reale şi pozitive ale ecuaţiei (16) şi cu condiţia ca frecvenţa semnalului excitaţie să satisfacă inegalitatea (3).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 531.558.25; 538.552.9

SERIES FERRORESONANCE IN A THREE-WIRE STAR-CONNECTED THREE-PHASE CIRCUIT

BY

SAVEL MITREA

1. Introduction

Ferroresonance in single-phase series *RLC* circuits is extensively covered in the literature. Three-phase circuits are investigated by usually reducing them to single-phase ones. The circuit considered in this paper cannot be investigated in this manner. Analytical methods lead to great computational difficulties if employed in this case. Moreover, the behaviour of the circuit has to be almost linear. The author of this paper investigates the circuit in its most nonlinear behaviour by using a piece-wise linear method. The stability of response is determined in a simple manner.

2. Derivation of Steady-State Equations

The magnetic characteristic of nonlinear inductor is shown in Fig. 1. Flux linkage is denoted by Φ and current by i. Fig. 2 shows the three-phase circuit. In order to write steady-state equations when piece-wise method is used, the output signal piece-wise waveform has to be known. It is convenient to select the voltage across the capacitor as output. The output signal waveform is shown in Fig. 3.

In order to find the output waveform one has to take into consideration the following elements: a) the voltage across the capacitor is constant for $-\Phi_s < \Phi < \Phi_s$, b) the waveform has a

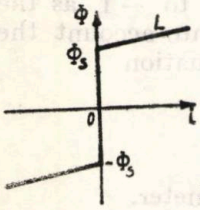


Fig. 1

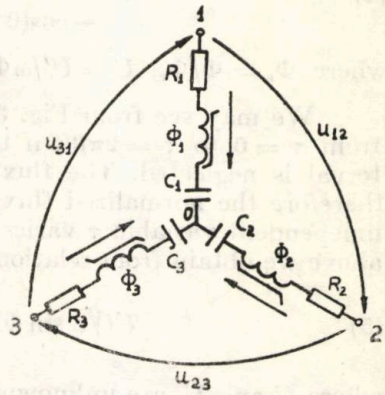


Fig. 2

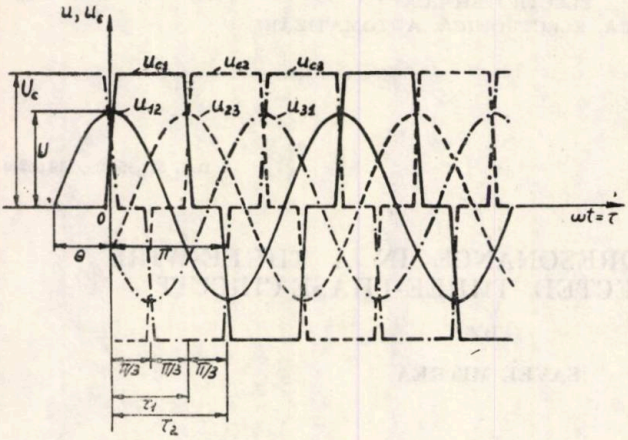


Fig. 3

three-phase symmetry, c) two phases at a time are in conducting state.

The voltages across the terminals of the circuit have the following expressions :

$$(1)\quad u_{12} = U' \sin(\omega t + \theta),$$
$$u_{23} = U' \sin(\omega t + \theta - 2\pi/3),$$
$$u_{31} = U' \sin(\omega t + \theta - 4\pi/3).$$

For any nonconducting interval the following equations can be written :

$$(2)\quad \begin{cases} \dfrac{d\Phi_1}{dt} - \dfrac{d\Phi_2}{dt} + u_{c1} - u_{c2} = u_{12}, \qquad \dfrac{d\Phi_2}{dt} - \dfrac{d\Phi_3}{dt} + u_{c2} - u_{c3} = u_{23}, \\ u_{c1} + u_{c2} + u_{c3} = 0, \qquad \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 = 0. \end{cases}$$

By combining equations (2) we obtain

$$(3)\quad \frac{d\Phi_1}{dt} = \frac{2}{3} u_{12} + \frac{1}{3} u_{23} - u_{c1}.$$

Setting $\omega t = \tau$, performing the integration

$$\int_{\Phi_s}^{\Phi} d\Phi_1 = \frac{1}{\omega} \int_0^{\tau} \left(\frac{2}{3} u_{12} + \frac{1}{3} u_{23} - u_{c1} \right) d\tau$$

and dividing both sides by Φ_s we get

$$(4)\quad \Phi_n = -\frac{1}{3} U [2 \cos(\tau + \theta) - 2 \cos\theta + \cos(\tau + \theta - 2\pi/3) - \\ - \cos(\theta - 2\pi/3)] - U_c \tau + 1,$$

where $\Phi_n = \Phi/\Phi_s$, $U = U'/\omega\Phi_s$, $U_c = U_c'/\omega\Phi_s$ are normalized quantities.

We may see from Fig. 3 that the first conducting interval extends from $\tau = 0$ to $\tau = 2\pi/3$, if the length of the subsequent conducting interval is neglected. The flux linkage starts from Φ_s and ends at $-\Phi_s$, therefore the normalized flux linkage Φ_n varies from $+1$ to -1 as the independent variable τ varies from 0 to $2\pi/3$. By taking into account the above we obtain from relation (4) the first steady-state equation

$$(5)\quad U(\sqrt{3} \sin\theta - \cos\theta) - \frac{4\pi}{3} U_c = -4,$$

where U and U_c are unknowns and θ takes values as parameter.

In the conducting interval, that follows to the nonconducting one, we have a series *RLC* linear circuit, consisting of series connection of phase *1* and phase *2*, which is excited by a sine voltage. Phase *3* is in nonconducting state.

We assume that the zero-input response of circuit is underdamped and its natural frequency Ω is much greater than angular frequency of the applied voltage. This assumption simplifies calculations in that the conducting interval is much smaller than the nonconducting one, therefore we shall neglect it, and the applied voltage can be considered as constant over the conducting interval.

By considering the applied voltage as constant we get for the voltage across the capacitor the expression :

$$u_{c_1} = \frac{1}{2}[U \sin(\tau_1 + \theta) + U_c] - \frac{1}{2\Omega}[U \sin(\tau_1 + \theta) - U_c]e^{-bt} \times \times (\Omega \cos \Omega t + b \sin \Omega t), \tag{6}$$

where $b = R/2L$ — damping factor and $\Omega = \sqrt{1/LC - (R/2L)^2}$ — natural frequency. Substituting the length of conducting interval $\Omega t = \pi$ into relation (6) we get the voltage across capacitor at the end of this interval:

$$2U_{c_1} = (1 + e^{-\delta/2})\, U \sin(\tau_1 + \theta) + (1 - e^{-\delta/2})\, U_c, \tag{7}$$

where $\delta = 2\pi b/\Omega$ — logarithmic decrement of underdamped zero-input response.

We can see from Fig. 3 that $U_{c_1} = 0$ for $\tau_1 = 2\pi/3$ therefore we get from (7) the second steady-state equation :

$$U(\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta) + 2\, U_c \tanh(\delta/4) = 0. \tag{8}$$

Solving for U and U_c from the set of equations (5) and (8) we get

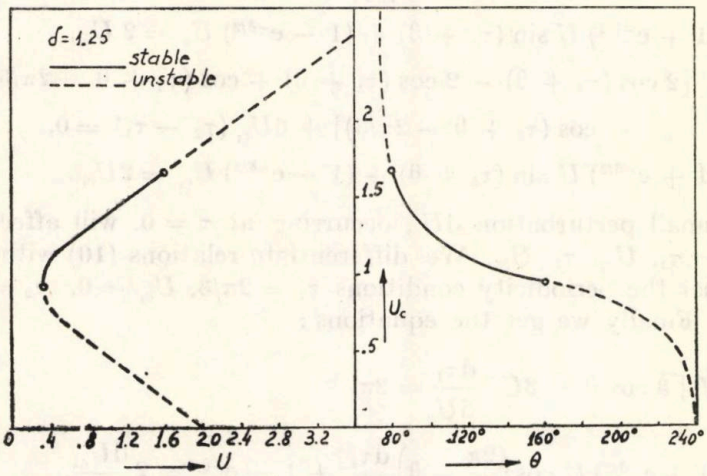


Fig. 4

$$U = -\frac{4}{\Delta}\tanh(\delta/4), \quad U_c = \frac{2}{\Delta}(\sqrt{3}\cos\theta - \sin\theta), \tag{9}$$

where

$$\Delta = [\tanh(\delta/4) + 2\pi/\sqrt{3}]\cos\theta + [\sqrt{3}\tanh(\delta/4) - 2\pi/3]\sin\theta.$$

For the purpose of exemplification a set of curves, corresponding to $\delta = 1.25$ is shown in Fig. 4.

A calculated pair of values of U and U_c, for a given θ, is valid if for any $\tau \in (0, 2\pi/3)$ the flux linkage Φ remains between Φ_s and $-\Phi_s$, i.e. the normalized flux linkage fulfils the condition $\Phi_n \in (1, -1)$. Relation (4) is used for the validity test. The test is to be performed only for $U_c < U/\sqrt{3}$ since under this condition the flux linkage versus time curve presents extrema over the nonconducting interval. In the case of curves shown in Fig. 4 the validity test is to be performed beyond the point having as coordinates $U = 9.2$ and $U_c = 5.3$.

3. Stability of Steady-State Response

The steady state response $U_c(\tau)$ is unstable if a small perturbation $|dU_c|$, occurring at $\tau = 0$, results in a departure of the response by $|dU_{cf}| > |dU_c|$ at the end of a complete cicle. A good evaluation of stability is obtained if we follow the behaviour of perturbed output signal over a half period. For this purpose we use relation (4) for the first conducting interval, where $\Phi_n = -1$ and $\tau = \tau_1$, and relation (7) for the first conducting interval. Relations for the other two intervals that complete the half cicle of output signal are derived in the same manner as relations (4) and (7) respectively. The whole set of relations is:

$$\left\{\begin{aligned}
&U[2\cos(\tau_1+\theta) - 2\cos\theta + \cos(\tau_1+\theta-2\pi/3) - \\
&\qquad \cos(\theta - 2\pi/3)] + 3U_c\tau_1 = 6, \\
&(1+e^{-\delta/2})\,U\sin(\tau_1+\theta) + (1-e^{-\delta/2})\,U_c = 2\,U_{c_1}, \\
&U\,[2\cos(\tau_2+\theta) - 2\cos(\tau_1+\theta) + \cos(\tau_2+\theta-2\pi/3) - \\
&\qquad -\cos(\tau_1+\theta-2\pi/3)] + 3U_{c_1}(\tau_2-\tau_1) = 0, \\
&(1+e^{-\delta/2})\,U\sin(\tau_2+\theta) + (1-e^{-\delta/2})\,U_{c_1} = 2U_{c_1}.
\end{aligned}\right. \tag{10}$$

A small perturbation dU_c, occurring at $\tau = 0$, will affect only the quantities τ_1, U_{c1}, τ_2, U_{c2}. We differentiate relations (10) with respect to U_c and set the periodicity conditions $\tau_1 = 2\pi/3$, $U_{c_1} = 0$, $\tau_2 = \pi$, $U_{c2} = -U_c$. Finally we get the equations:

$$\left\{\begin{aligned}
&(U\sqrt{3}\cos\theta - 3U_c)\frac{d\tau_1}{dU_c} = 2\pi, \\
&(1+e^{-\delta/2})\,U\cos\left(\frac{2\pi}{3}+\theta\right)\frac{d\tau_1}{dU_c} + 1 - e^{-\delta/2} = 2\frac{dU_{c1}}{dU_c},
\end{aligned}\right. \tag{11}$$

$$
(11)\quad \begin{cases} -U\left[2\sin\left(\frac{2\pi}{3}+\theta\right)+\sin\theta\right]\frac{d\tau_1}{dU_c}+U\left[\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right)-\right. \\ \qquad\qquad \left.-2\sin\theta\right]\frac{d\tau_2}{dU_c}=\pi\frac{dU_{c1}}{dU_c}, \\ (1-e^{-\delta/2})\frac{dU_{c1}}{dU_c}-(1+e^{-\delta/2})\,U\cos\theta\frac{d\tau_2}{dU_c}=2\frac{dU_{c2}}{dU_c}. \end{cases}
$$

By substituting for U and U_c given by relations (9) we obtain $dU_{c2}/dU_c = f(\theta)$. The steady-state response is stable if $|dU_{c2}/dU_c| < 1$. The stable region of output signal is shown with solid line in Fig. 4.

4. Conclusions

The piece-wise linear method used in this paper is a simple tool for the investigation of ferroresonance in three-phase circuits. The knowledge of output signal waveform does not constitute a difficulty since we can resort to experiment in order to find it. The experimental results obtained by the author show a good agreement with the calculated ones. Three identical nonlinear reactors, having rectangular magnetic characteristics, were used for the experiment. The frequency of three-phase variable amplitude supply was 50 cps. The parameters of nonlinear reactor are the following : $\omega\Phi_s = 18$ V, $L = 10$ mH, $R = 23\ \Omega$. The capacitance of series capacitor is $C = 4 \times 10^{-6}$ F. The quantities U, U_c, θ were measured on the screen of a double-beam oscilloscope. For the set of calculated values $U = 0.765$, $U_c = 1.27$, $\theta = \pi/2$; the experimental values were $U_e = 0.76$, $U_{ce} = 1.1$, $\theta_e \approx \pi/2$. The departure of U_{ce} from the calculated value can be explained by the neglect of hysteresis and the simplifying assumptions on the conducting interval.

Received, June 20, 1978

Polytechnic Institute of Jassy,
Department of Electrotechnics,
Electrical Measurements and Machines

FEROREZONANŢA SERIE ÎN CIRCUITE TRIFAZATE CONECTATE ÎN STEA FĂRĂ CONDUCTOR NEUTRU

(Rezumat)

Circuitul trifazat considerat nu poate fi redus la un circuit monofazat, în scopul studiului ferorezonanţei. Problema se rezolvă direct utilizîndu-se o metodă de liniarizare pe porţiuni care presupune cunoaşterea formei de undă a semnalului de ieşire. Stabilitatea regimului permanent se determină printr-o metodă care derivă din liniarizarea pe porţiuni.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 538.553

ERSATZSCHALTUNG DER NICHTLINEAREN LONGITUDINAL-GESTEUERTEN SPULE IM FREIEN MAGNETISIERUNGSZUSTAND

VON

NORBERT ZITRON

1. Allgemeines

In einer grundliegenden Arbeit [1] wird gezeigt, daß die Erscheinungsursache der fast periodischen Schwingungen in nichtlinearen resonanten Netzwerken mit der Anwesenheit eines trägen Netzwerkelementes verbunden ist.

Die fast periodischen Schwingungen in resonanten Netzwerken mit nichtlinearen longitudinal-gesteuerten Spulen (NLGS) wurden in mehreren Arbeiten untersucht [2] ... [5]. In den zitierten Arbeiten sind diese Schwingungen mit verschiedenen theoretischen annäherenden Methoden analysiert, ohne ganz das Erscheinungsmechanismus der fast periodischen Schwingungen zu klären.

In der vorliegender Arbeit wird eine Ersatzschaltung der NLGS im freien Magnetisierungszustand vorgeschlagen, Ersatzschaltung die zur Klärung der Erscheinung der fast periodischen Schwingungen in resonanten Netzwerken mit NLGS im freien Magnetisierungszustand beitragen könnte.

2. Reiheschaltung eines trägen Netzwerkelementes mit einem nichtträgen nichtlinearen Netzwerkelementen

Es wird die Reiheschaltung eines nichtträgen, nichtlinearen Netzwerkelementen (*1*) mit einem trägen nichtlinearen Netzwerkelementen (*2*) vom selben Typ (Abb. 1) betrachtet. Man voraussetzt, daß beide Elemente x-steuerbar sind (x ist der normierte Strom oder die normierte elektrische Ladung).

Für ein träges Element kann man schreiben:

$$Y_m = f(X_m). \tag{1}$$

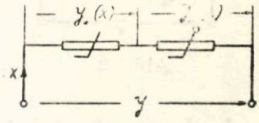


Abb. 1

Multipliziert man die Gleichung (1) mit $\cos\alpha$ ($\alpha = \omega t$), so folgt:

$$Y_m \cos\alpha = f(X_m)\cos\alpha, \tag{2}$$

oder

$$y = \frac{f(X_m)}{X_m} X_m \cos\alpha = \frac{f(X_m)}{X_m} x. \tag{3}$$

Für den Netzwerk aus Abb. 1 können also die Kennlinien der Elemente durch die Gleichungen:

$$y_1(x) = g(x), \qquad y_2(x) = \frac{f(X_m)}{X_m} x, \qquad x = X_m \cos\alpha, \tag{4}$$

angenähert werden, wobei $g(...)$ und $f(...)$ nichtlineare Funktionen sind.

Weil y die normierte Spannung oder der normierte Fluß ist, so ergibt sich:

$$y = y_1 + y_2 = g(x) + \frac{f(X_m)}{X_m} x. \tag{5}$$

Wird die Funktion $g(...)$ so ausgedrückt, daß man den linearen Term hervorhebt:

$$g(x) = ax + h(x), \tag{6}$$

so kann (5) unter der Form:

$$y = \left[a + \frac{f(X_m)}{X_m}\right] x + h(x) \tag{7}$$

geschrieben werden.

Die Gleichung (7) entschpricht dem nichtlinearen Elementen, der der Reiheschaltung aus Abb. 1 äquivalent ist. Es ist zu bemerken, daß das träge Element nur den linearen Term der resultierenden nichtlinearen Funktion beeinflußt.

3. Parallelschaltung eines trägen mit einem nichtträgen nichtlinearen Netzwerkelementen

Die Parallelschaltung aus Abb. 2, die aus einem nichtträgen Elementem (*1*) und einem trägen nichtlinearen Elementen (*2*) vom selben Typ besteht, wird betrachtet. Es wird angenommen, daß beide Elemente y-steuerbar sind.

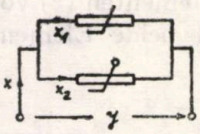


Abb. 2

Berücksichtigend das in § 2 erhaltene Ergebnis (3), so können die Kennlinien durch die Gleichungen:

$$x_1 = g'(y), \qquad x_2 = \frac{f'(Y_m)}{Y_m} y, \qquad Y_m \cos\alpha = y, \tag{8}$$

angenähert werden, wobei $g'(...)$ und $f'(...)$ nichtlineare Funktionen sind.

Weil x der normierte Strom oder die normierte Ladung ist, folgt:

$$x = x_1 + x_2 = g'(y) + \frac{f'(Y_m)}{Y_m} y. \tag{9}$$

Wird der lineare Term der Funktion $g(...)$ explizit ausgedrückt:

10) $$g'(y) = by + w(y),$$

(so kann man (9) unter der Form:

(11) $$y = \left[b + \frac{g'(Y_m)}{Y_m}\right] y + w(y),$$

schreiben.

Der nichtlineare Element dessen Kennlinie durch (11) annäherend, bar ist, ist der Parallelschaltung aus Abb. 2 äquivalent. Man bemerkt-daß wiederum beeinflußt das träge nichtlineare Element nur den linearen Term der resultierenden Funktion. Dieser Term ist eine nichtlineare Funktion in Abhängigkeit von der Erregungsamplitude.

4. Ersatzschaltung der NLGS im freien Magnetisierungszustand

Die NLGS besteht aus zwei gleiche ferromagnetische Kerne auf welchen sich zu zwei Wicklungen befinden (Abb. 3) [7]. Die Arbeitswicklungen sind in Reihe additional geschaltet und von einer sinusförmigen Spannungsquelle gespeist, während die Steuerungswicklungen in Parallel differential gebunden sind und bei einer Gleichstromquelle angelegt. Im Falle, daß die Impedanz Z_0 aus dem Steuerungsnetzwerk einen sehr kleinen Betrag hat, dann arbeitet die NLGS im freien Magnetisierungszustand.

Man nimmt an, daß die Magnetisierungskennlinie der einzeln magnetischen Kernen durch:

(12) $$i = k_1 \Phi + k_3 \Phi^3,$$

annährendbar ist.

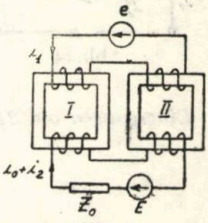


Abb. 3

Betrachtend Abb. 3, kann man (12) für die einzelne Kerne schreiben

(13) $$i_1 + i_0 + i_2 = k_1 \Phi_I + k_3 \Phi_I^3, \quad i_1 - i_0 - i_2 = k_1 \Phi_{II} + k_3 \Phi_{II}^3.$$

Im freien Magnetisierungszustand der NLGS flüßt die zweite Stromharmonische frei durch den Steuerungsnetzwerk. Das hat als Folge die Abwesenheit der zweiten Harmonischen in den magnetischen Kernflüssen, sodaß man schreiben kann:

(14) $$\Phi_I = \Phi_1 + \Phi_0, \quad \Phi_{II} = \Phi_1 - \Phi_0,$$

wobei: Φ_1 — die Wechselkomponente des Flußes ist und Φ_0 dem Gleichfluß entschpricht.

Durch einfache Zwischenrechnung [6] erreicht man zu den Ausdrücken:

(15) $$i_1 = \frac{1}{2}(k_1 + 3k_3\Phi_0^2)\Phi + \frac{1}{8}k_3\Phi^3,$$

(16) $$i_0 = \left(k_1 + \frac{3}{2}k_3\Phi_{1m}^2\right)\Phi_0 + k_3\Phi_0^3,$$

wobei :

$$\Phi = \Phi_I + \Phi_{II} = 2\Phi_1 = 2\Phi_{1m} \cos \omega t.$$

Wird jetzt aus (16) Φ_0 explizitiert, so ergibt sich :

$$\Phi_0 = F(\Phi_{1m}). \tag{17}$$

Führt man (17) in (15) ein, dann erhält man :

$$i_1 = \frac{1}{2}[k_1 + 3k_3F^2(\Phi_{1m})]\Phi + \frac{1}{8}k_3\Phi^3. \tag{18}$$

Berücksichtigend die Ergebnisse aus §3, kann man (18) als gesamte Kennlinie einer Schaltung zweier Spule betrachten, von denen eine nichtträge und die andere träge ist (Abb. 4). Die Gleichungen der entschprechenden nichtlinearen Spulen sind die Folgenden :

$$i_1' = \frac{1}{2}k_1\Phi + \frac{1}{8}k_3\Phi^3, \quad i_1'' = \frac{3}{2}k_3G(\Phi_{1m})\Phi, \quad (G(\Phi_{1m}) = F^2(\Phi_{1m})). \tag{19}$$

Es folgt also, daß die NLGS im freien Magnetisierungszustand einer Parallelschaltung zweier Spulen, von denen eine nichtträge und die andere träge ist, entschpricht. Folglich, in resonanten Netzwerken die eine NLGS im freien Magnetisierungszustand enthalten, berücksichtigend das weiter oben erhaltene Resultat, wird immer eine träge Spule vorhanden sein. Das ist für die Erzeugung der fast periodischen Schwingungen im entschprechenden resonanten Netzwerk wesentlich.

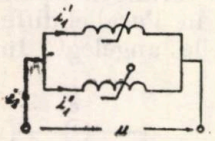


Abb. 4

Eingegangen am 21. November 1977

Lehrstuhl für Elektronik und Rechenanlagen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Саломонович А.Е., *Автомодуляция при феррорезонансе*. ЖТФ, XXII, 2 (1952).
2. Бессонов Л.А., *Автоколебания в электрических цепях со сталю*. ГЭИ, М., 1958.
3. Hayashi C., *Nonlinear Oscillations in Physical Systems*. Mc Graw Hill, NY, 1964.
4. Savin Gh., Zitron N., Gligor T. D., *Über langsame Schwingungen in ferroresonanten Kreisen*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XX (XXIV), *3—4*, s. III, 1—14 (1974).
5. Zitron N., *Beiträge zur Untersuchung der fast periodischen Schwingungen im magnetischen Frequenzteiler*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XXIII (XXVII), *3—4*, s. III, 11—22 (1977).
6. Zitron N., Balan D., Nemescu M., *Verhalten der nichtlinearen longitudinal gesteuerten Spule im freien Magnetisierungsvorgang*. I-te nationale Kolloquium über nichtlineare und parametrische Netzwerke, Jassy, 22—23. Dez. 1975.
7. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice*. Ed. Tehn., Buc., 1973.

SCHEMĂ ECHIVALENTĂ A BOBINEI NELINIARE COMANDATE LONGITUDINAL ÎN REGIM DE MAGNETIZARE LIBERĂ

(Rezumat)

Pe baza analizei grupării serie şi paralel a două elemente neliniare, unul neinerţial şi celălalt inerţial, se arată că bobina neliniară comandată longitudinal poate fi echivalată, în regim de magnetizare liberă, cu o grupare paralel a două bobine neliniare, una neinerţială şi cealaltă inerţială.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 538.551.25; 621.3.014.8

L'UTILISATION DE LA MÉTHODE DE LA CONVOLUTION COMPLEXE POUR LA DÉTERMINATION DES SOLUTIONS PÉRIODIQUES DE RÉGIME FORÇÉ DES ÉQUATIONS DIFFÉRENTIELLES NONLINÉAIRES DU SECOND ORDRE, DANS LE CAS DE LA RÉSONANCE

PAR

ADRIAN BARABOI

1. La méthode de la convolution complexe, élaborée par Fl. Stănciulescu, permet la détermination des solutions de régime transitoire des équations différentielles nonlinéaires, spécialement dans les cas des non-linéarités de type produit ou polynôme [1], ..., [3].

L'équation différentielle nonlinéaire ayant la forme :

$$F(D)\, z(\tau) + \varepsilon\, P(z)\, z(\tau) = H(D)\, h(\tau), \tag{1}$$

à conditions initiales $z^{(i)}(0) = z_{i0}$, $(i = 1, 2, \ldots, n-1)$, où $F(D)$ représente un opérateur différentiel linéaire, $P(z)$ — un polynôme en z et $H(D)$ — un opérateur différentiel qui décrit l'action du signal d'excitation, conduit (par l'application de la transformation de Laplace) à l'équation intégrale nonlinéaire de convolution :

$$Z(p) = Z_0(p) - \frac{\varepsilon}{j\,2\pi\, F(p)} \int_{\alpha - j\infty}^{\alpha + j\infty} Z(p-\sigma)\, \psi(\sigma)\, d\sigma, \tag{2}$$

où :

$$\begin{cases} Z(p) \equiv \mathcal{L}\, z(\tau), \quad \psi(p) \equiv \mathcal{L}\, P(z), \quad \Phi(p) \equiv \mathcal{L}\, h(\tau), \\ Z_0(p) \equiv \dfrac{H(p)\, \Phi(p) + \theta(p)}{F(p)}, \end{cases} \tag{3}$$

$\theta(p)$ contenant les conditions initiales.

Pour la résolution approximative de l'équation (2) on fait appel à un procédé itératif, qui utilise comme fonction génératrice la solution de l'équation (1), obtenue pour $\varepsilon = 0$, c'est-à-dire la fonction (3_4). En procédant pas-à-pas, on obtient les approximations successives de la solution de l'équation (1), qui constituent une série, ayant le terme général de la forme :

$$Z_k(p) = Z_0(p) - \frac{\varepsilon}{j\,2\pi\, F(p)} \int_{\alpha - j\infty}^{\alpha + j\infty} Z_{k-1}(p-\sigma)\, \psi_{k-1}(\sigma)\, d\sigma, \quad (k = 1, 2, \ldots, n). \tag{4}$$

Le signal de sortie en régime transitoire, obtenu à l'aide de la formule d'inversion de Riemann-Mellin, appliquée au dernier terme de la série (4), a l'expression :

$$z(\tau) = z_0(\tau) + \frac{\varepsilon}{4\pi^2} \int_{\alpha - j\infty}^{\alpha + j\infty} \int_{\alpha - j\infty}^{\alpha + j\infty} \frac{Z_{n-1}(p-\sigma)\, \psi_{n-1}(\sigma)}{F(p)}\, d\sigma\, e^{p\tau}\, dp. \tag{5}$$

Dans le travail [2] on étudie les conditions de convergence du procédé itératif, l'unicité de la solution et on détermine l'expression de l'erreur de méthode.

2. Soit l'équation différentielle nonlinéaire du second ordre:

$$\frac{d^2z(\tau)}{d\tau^2} + \beta z(\tau) + \varepsilon f\left(\tau, z, \frac{dz}{d\tau}\right) = g(\tau), \tag{6}$$

pour simplicité à conditions initiales nulles, $\beta > 0$, $\varepsilon > 0$ — un petit paramètre et $g(\tau)$ — une fonction périodique de τ, ayant la période 2π, qui, par développement en série de F o u r i e r, peut s'écrire :

$$g(\tau) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\tau + b_k \sin k\tau). \tag{7}$$

Les équations différentielles de la forme (6) caractérisent le fonctionnement des circuits électriques nonlinéaires, ayant des sous-amortissements et des non-linéarités faibles.

Il y a un grand nombre de méthodes de l'analyse nonlinéaire [3], [4], [7] ... [10], qui permettent l'obtention des solutions périodiques de régime forçé des équations ayant la forme (6). Très avantageuse, dans ce but, spécialement par le caractère unitaire de l'étude, s'avère la méthode de la convolution complexe, à la condition d'être utilisée avec des précautions, indiquées ci-dessous.

Compte tenu de (7), l'équation intégrale nonlinéaire de convolution, obtenue par l'application de la transformation de L a p l a c e à l'équation (6), peut s'écrire sous la forme :

$$Z(p) = \frac{a_0}{p(p^2+\beta)} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{pa_k + kb_k}{(p^2+\beta)(p^2+k^2)} - \varepsilon \frac{\mathcal{L} f(\tau, z, dz/d\tau)}{p^2+\beta}. \tag{8}$$

Si toutes les valeurs de k respectent la restriction $k^2 \neq \beta$, alors la condition $\varepsilon = 0$, imposée à l'équation (8), fournit la fonction génératrice :

$$Z_0(p) = \frac{a_0}{p(p^2+\beta)} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{pa_k + kb_k}{(p^2+\beta)(p^2+k^2)} \tag{9}$$

et par l'utilisation du procédé itératif mentionné ci-dessus on peut déterminer la solution $z(\tau)$ de régime transitoire ; le régime forçé est décrit par la solution périodique $z_f(\tau)$, où :

$$z_f(\tau) = \lim_{\tau \to \infty} z(\tau). \tag{10}$$

Lorsque la relation :

$$\beta \approx k^2 = m^2, \tag{11}$$

est satisfaite, alors la fonction génératrice (9) devient :

$$Z_0(p) = \frac{a_0}{p(p^2+\beta)} + \frac{pa_m + mb_m}{(p^2+m^2)^2} + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^{\infty} \frac{pa_k + kb_k}{(p^2+\beta)(p^2+k^2)}. \tag{12}$$

Il s'agit maintenant du cas soit-disant de la „résonance" [4], quand l'application de la méthode de la convolution complexe à la fonction génératrice ayant l'expression (12) conduit aux solutions apériodiques de régime forçé. Dans ce cas il est nécessaire de supposer [4], que l'harmonique du m-ème ordre du développement en série (7) de la fonction $g(\tau)$ a des amplitudes de l'ordre de grandeur ε, c'est-à-dire :

$$a_m = \varepsilon a'_m, \qquad b_m = \varepsilon b'_m. \tag{13}$$

Compte tenu des conditions (11), (13), pour $\varepsilon = 0$, l'équation différentielle du second ordre (6) admet une infinité de solutions périodiques ayant la pulsation m, de telle façon qu'il faut écrire la fonction génératrice sous la forme :

$$Z_0(p) = \frac{a_0}{p(p^2+\beta)} + \frac{pa_m + mb_m}{(p^2+\beta)(p^2+m^2)} + \sum_{\substack{k=1\\k\neq m}}^{\infty} \frac{pa_k + kb_k}{(p^2+\beta)(p^2+k^2)}, \tag{14}$$

où a_m et b_m représentent des inconnues qui peuvent être déterminés à l'aide des conditions de périodicité imposées à la solution $z_f(\tau)$, fournie par la relation (10), $z(\tau)$ étant obtenue par l'utilisation du procédé itératif décrit plus haut.

Donc, à la différence du cas dans lequel $\beta \neq k^2$, quand il existe une fonction génératrice périodique unique, (8), dont le voisinage contient la solution périodique aussi unique de l'équation (6) pour $\varepsilon \neq 0$, dans le cas $\beta \approx k^2 = m^2$ il existe une infinité des fonctions génératrices périodiques, (14) ; la solution approximative de régime forçé, ayant la pulsation m, qui se trouve dans le voisinage de la solution unique de l'équation (6) s'obtient en imposant des conditions supplémentaires de périodicité au dernier terme de la série résultée par l'application du procédé itératif.

3. On illustre l'utilisation de la méthode de la convolution complexe en vue de la détermination des solutions périodiques de régime forçé des équations différentielles non-linéaires du second ordre dans le cas de la résonance, par l'exemple de l'équation qui décrit le fonctionnement des circuits ferrorésonants ayant une bobine nonlinéaire à noyau magnetisé orthogonalement (BNNMO).

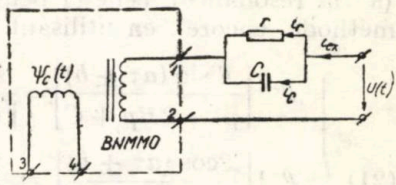


Fig. 1

Il est possible de montrer qu'en approximant les caractéristiques de la BNNMO par la fonction :

$$\theta(\psi) = b_{10}\psi + b_{30}\psi^3 + b_{12}\psi_c^2\psi, \tag{15}$$

où :

$$\theta = Ni_{ex}, \tag{16}$$

N signifiant le nombre de spires de l'enroulement d'excitation *1-2* (fig. 1), i_{ex} — le courant qui circule par cet enroulement-ci, ψ — le flux magnétique d'excitation, produit par la force magnétomotrice (16), ψ_c — le flux magnétique de commande, b_{10}, b_{30}, b_{12} — des constantes positives (b_{30}, $b_{12} \ll b_{10}$), et considérant

$$u(t) = U_m \cos \omega t, \quad \psi_c(t) = \psi_{cm} \cos (\Omega t + \varphi), \tag{17}$$

l'équation différentielle qui décrit le fonctionnement du circuit représenté dans la fig. 1, a l'expression :

$$\frac{d^2z}{d\tau^2} + 2\alpha \frac{dz}{d\tau} + \beta[1 + 2\delta \cos 2(\eta\tau + \varphi)]\, z + \varepsilon z^3 = k \cos(\tau + \varphi_n), \tag{18}$$

où :

$$\left\{\begin{array}{l} z = \dfrac{\psi}{\psi_0}, \quad 2\alpha = \dfrac{1}{rC\omega}, \quad \beta = \dfrac{b_{10} + 0{,}5\, b_{12}\, \psi_{cm}^2}{\omega^2 NC}, \quad \delta = \dfrac{0{,}25\, b_{12}\, \psi_{cm}^2}{\beta\omega^2 NC}, \\ \eta = \dfrac{\Omega}{\omega}, \quad \varepsilon = \dfrac{b_{30}\, \psi_0^2}{\omega^2 NC}, \quad k = \dfrac{U_m \sqrt{1 + \omega^2 r^2 C^2}}{\psi_0 \omega^2 rC}, \quad \operatorname{tg} \varphi_u = \omega rC, \quad \tau = \omega t, \end{array}\right. \tag{19}$$

ψ_0 représentant une valeur de répère du flux magnétique ψ, δ et ε — deux petits paramètres.

Vu que l'équation (18), ayant deux petits paramètres, peut être équivalée à une équation différentielle nonlinéaire ayant seulement un petit paramètre [7], les solutions périodiques de régime forçé de celle-ci peuvent être déterminées à l'aide de la méthode de la convolution complexe, les autres conditions étant satisfaites [2].

L'équation intégrale de convolution, obtenue par l'application de la transformation de L a p l a c e à (18), a l'expression :

$$z(p) = \frac{k\mathcal{L} \cos(\tau + \varphi_u)}{p^2 + 2\alpha p + \beta} - \frac{2\delta\beta\, \mathcal{L}[z \cos 2(\eta\tau + \varphi)]}{p^2 + 2\alpha p + \beta} - \frac{\varepsilon \mathcal{L}(z^3)}{p^2 + 2\alpha p + \beta}. \tag{20}$$

Compte tenu qu'on est intéressé à mettre en évidence seulement la solution périodique de régime forçé de l'équation (18) dans le cas $\beta \approx 1$ (à la résonance), celle-ci peut s'obtenir directement (un avantage de la méthode, encore). en utilisant les relations évidentes :

$$\left\{\begin{array}{l} \mathcal{L}^{-1}\left[\dfrac{\mathcal{L} \sin(a\tau \pm b)}{p^2 + 2Bp + C}\right] = \dfrac{\sin(a\tau \pm b - \gamma)}{\sqrt{(C - a^2)^2 + 4a^2B^2}}, \\ \mathcal{L}^{-1}\left[\dfrac{\mathcal{L} \cos(a\tau \pm b)}{p^2 + 2Bp + C}\right] = \dfrac{\cos(a\tau \pm b - \gamma)}{\sqrt{(C - a^2)^2 + 4a^2B^2}}, \\ \operatorname{tg} \gamma = \dfrac{2aB}{C - a^2}, \quad (B > 0), \end{array}\right. \tag{21}$$

valables pour le régime stationnaire et en utilisant la fonction génératrice de la forme :

$$z_0(\tau) = A_1 \cos(\tau - \gamma_1). \tag{22}$$

L'amplitude A_1 et la phase initiale γ_1 représentent des inconnues qui peuvent être déterminées à l'aide de la condition concernant la périodicité de la solution $z_f(\tau)$ de l'équation (18).

Ayant parcouru deux pas du procédé itératif préconisé par la méthode de la convolution complexe, on obtient une solution de la forme:

$$
(23)\quad \begin{aligned}
z_f(\tau) = {} & A_1 \cos(\tau - \gamma_1) + A_{1,+2} \cos[(1+2\eta)\tau - \gamma_{1,+2}] + \\
& + A_{1,-2} \cos[(1-2\eta)\tau - \gamma_{1,-2}] + A_{1,+4} \cos[(1+4\eta)\tau - \gamma_{1,+4}] + \\
& + A_{1,-4} \cos[(1-4\eta)\tau - \gamma_{1,-4}] + A_{3,+2} \cos[(3+2\eta)\tau - \gamma_{3,+2}] + \\
& + A_{3,-2} \cos[(3-2\eta)\tau - \gamma_{3,-2}]_2 + A_3 \cos(3\tau - \gamma_3),
\end{aligned}
$$

où :

$$
(24)\quad \begin{cases}
A_1 \cos(\tau - \gamma_1) = \dfrac{1}{\sqrt{(\beta-1)^2 + 4\alpha^2}} \Big\{ k \cos(\tau - \gamma_0) + \\
+ \dfrac{(\delta\beta)^2 A_1 \cos(\tau - \gamma_1 - \gamma_0 - \gamma'_{1,+2})}{\sqrt{[\beta - (1+2\eta)^2]^2 + 4\alpha^2 (1+2\eta)^2}} + \dfrac{(\delta\beta)^2 A_1 \cos(\tau - \gamma_1 - \gamma_0 - \gamma'_{1,-2})}{\sqrt{[\beta - (1-2\eta)^2]^2 + 4\alpha^2 (1-2\eta)^2}} - \\
- 0{,}75\, \varepsilon A_1^3 \cos(\tau - \gamma_1 - \gamma_0) \Big\}, \\
\operatorname{tg} \gamma_0 = \dfrac{2\alpha}{\beta - 1}, \quad \operatorname{tg} \gamma'_{1,+2} = \dfrac{2\alpha(1+2\eta)}{\beta - (1+2\eta)^2}, \quad \operatorname{tg} \gamma'_{1,-2} = \dfrac{2\alpha(1-2\eta)}{\beta - (1-2\eta)^2},
\end{cases}
$$

les autres amplitudes A et phases initiales γ représentant des fonctions des paramètres de l'équation (18), de A_1 et de γ_1. L'équation (24_1) conduit, par identification, à l'obtention d'un système de deux équations nonlinéaires, ayant comme inconnues A_1 et γ_1. Pour le circuit conservatif ($\alpha = 0$), le système (24) devient :

$$
(25)\quad \begin{cases}
0{,}75\, h A_1^3 + A_1 \Big[\omega_R^2 - \omega^2 + 2\lambda^2 + \dfrac{\lambda^4}{(\omega + 2\Omega)^2 - \omega_R^2 - 2\lambda^2} + \\
+ \dfrac{\lambda^4}{(\omega - 2\Omega)^2 - \omega_R^2 - 2\lambda^2} \Big] \pm q = 0, \\
\gamma_1 = \pm \dfrac{\pi}{2},
\end{cases}
$$

où :

$$
(26)\qquad h = \varepsilon\omega^2, \quad \omega_R^2 = \frac{b_{10}}{NC}, \quad \lambda^2 = \frac{0{,}25\, b_{12} \psi_{cm}^2}{NC}, \quad q = \frac{U_m}{\omega \psi_0}.
$$

L'équation (25_1) est identique à l'équation (11) de [5], obtenue par l'application de la méthode des sommes finies des fonctions trigonométriques, en vue de la détermination des solutions périodiques d'une équation différentiele ayant la forme (18); dans les travaux [5] et [6] on analyse, compte tenu des expressions des ces solutions, les phénomènes de saut de l'amplitude des signaux de sortie des circuits ferrorésonants ayant une BNNMO.

Conclusions

1. On analyse les possibilités de l'application de la méthode de la convolution complexe en vue de la détermination des solutions périodiques de régime forçé des équations différentielles nonlinéaires du second ordre,

dans le cas de la résonance, en établissant dans ce but l'expression de la fonction génératrice.

2. On illustre le procédé par l'exemple d'une équation différentielle qui décrit le fonctionnement des circuits ferrorésonants ayant une BNNMO.

3. Les résultats obtenus, identiques à ceux de [5] et [6], confirment la correctitude du procédé et mettent en évidence que les solutions établies en [5] et [6] sont valables seulement pour le fonctionnement des circuits analysés à la résonance.

Reçue le 10 juin 1978

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Stănciulescu Fl., *Rezolvarea circuitelor electrice neliniare, cu ajutorul transformării Laplace*. St. şi cerc. energ., X, *2*, 369 (1960).
2. Stănciulescu Fl., *Analiza şi simularea sistemelor neliniare*. Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1974.
3. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice*. Ed. Tehn., Buc., 1973.
4. Dincă F., Teodosiu C., *Vibraţii neliniare şi aleatoare*. Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1969.
5. Baraboi A., *Discontinuités de l'amplitude du signal de sortie, en régime forçé, des circuits ferrorésonants ayant une bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement, dues à la variation de l'amplitude du signal de commande*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XXIII (XXVII), *1—2*, s. III, 27 (1977).
6. Baraboi A., *Discontinuités de l'amplitude du signal de sortie, en régime forçé , dues à la variation des fréquences, dans les circuits ferrorésonants ayant une bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XXIII (XXVII), *3—4*, s. III, 31 (1977).
7. Simion Al., *Contribuţii la studiul circuitelor parametrice şi neliniare cu aplicaţii la maşinile electrice rotative*. Thèse, Inst. Polyt., Jassy, 1976.
8. Филатов А.Н., *Асимптотические методы в теории дифференциальных и интегро-дифференциальных уравнений*. Изд. ФАН, Ташкент, 1974.
9. Хаяси Т., *Нелинейные колебания в физических системах*, (пер. с англ.). Изд. Мир, М., 1968.
10. Kontorovich M., *Nonlinear Oscillations in Radio Engineering*, (traduit du russe). Mir Publishers, M., 1976.

UTILIZAREA METODEI CONVOLUŢIEI COMPLEXE PENTRU DETERMINAREA SOLUŢIILOR PERIODICE DE RÉGIM FORŢAT ALE ECUAŢIILOR DIFFERENŢIALE NELINIARE DE ORDINUL DOI, ÎN CAZUL REZONANŢEI

(Rezumat)

Se analizează posibilităţile de utilizare a metodei convoluţiei complexe în vederea determinării expresiilor analitice aproximative ale soluţiilor periodice de regim forţat corespunzătoare ecuaţiilor diferenţiale neliniare de ordinul doi, precizîndu-se forma funcţiei generatoare şi modul de aplicare a metodei pentru cazul în care aceste ecuaţii descriu funcţionarea la rezonanţă a circuitelor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

C. Z. 538.652

RELAŢII DE LEGĂTURĂ ÎNTRE FENOMENUL MAGNETOSTRICTIV DIRECT ŞI CEL MEGNETOSTRICTIV INVERS

DE

FLORENTINA TRIFAN

1. Introducere

După cum este cunoscut fenomenul magnetostrictiv direct se traduce, din punct de vedere macroscopic, prin modificarea dimensiunilor geometrice ale unui eşantion feromagnetic, atunci cînd acesta este introdus într-un cîmp magnetic. Dacă eşantionul este în formă de bară (vergea) şi este plasat într-un cîmp magnetic longitudinal, se va observa o modificare a lungimii, cunoscută sub denumirea de magnetostricţie liniară [1] ... [9].

Dacă însă acelaşi eşantion, magnetizat sau nu, este supus unui efort mecanic de comprimare sau întindere (pe direcţie longitudinală) se observă o variaţie importantă a magnetizaţiei acestuia, depinzînd de efortul aplicat. Acest fenomen se numeşte magnetostricţie inversă.

Se observă deci că fenomenele de megnetostricţie directă şi inversă sînt biunivoce, cauze electromagnetice ducînd la apariţia solicitărilor mecanice şi, invers, cauze mecanice generînd variaţii ale stării electromagnetice.

2. Determinarea relaţiilor de legătură între fenomenul de magnetostricţie direct şi cel invers

Din punct de vedere macroscopic, magnetostricţia se percepe, după cum s-a precizat, prin modificarea dimensiunilor eşantionului feromagnetic şi a inducţiei magnetice a acestuia. Atît dimensiunea geometrică cît şi mărimea de stare **B** sînt funcţii de intensitatea cîmpului magnetic exterior şi de efortul unitar mecanic care acţionează asupra eşantionului respectiv, atît în cazul fenomenului de magnetostricţie directă cît şi a celui invers. Rezultă prin urmare că :

$$\lambda = \frac{\delta l}{l} = f(H, \sigma), \qquad B = g(H, \sigma), \tag{1}$$

unde : λ — deformaţia longitudinală relativă, H — intensitatea cîmpului magnetic exterior, B — inducţia magnetică în mediul feromagnetic, σ — efortul unitar al solicitării mecanice (întindere sau compresiune).

Calculînd diferenţialele totale exacte ale celor două mărimi (λ şi B), susceptibile a varia atunci cînd se modifică simultan intensitatea cîmpului magnetic şi efortul unitar, se obţine :

$$d\lambda = \frac{\partial \lambda}{\partial H} dH + \frac{\partial \lambda}{\partial \sigma} d\sigma, \qquad dB = \frac{\partial B}{\partial H} dH + \frac{\partial B}{\partial \sigma} d\sigma. \tag{2}$$

Considerînd $\lambda(H)$ ca fiind o funcţie care se poate aproxima cu segmente de dreaptă, indiferent de faptul că se află în cadranul cu valori pozitive ale lui λ sau în cel cu valori negative, $\partial\lambda/\partial H$ va fi o constantă care poate fi determinată cunoscîndu-se punctul de funcţionare. Pe aceste considerente, se introduce notaţia $\partial\lambda/\partial H = b$.

Funcţia $\lambda(\sigma)$ este de asemenea liniară, pentru că atîta timp cît deformaţiile se găsesc sub limita celor permanente, alungirile relative sînt proporţionale cu eforturile unitare, conform legii lui Hooke:

$$\frac{\delta l}{l} = \frac{F}{AE} = \frac{\sigma}{E} \quad \text{şi deci} \quad \frac{\partial\lambda}{\partial\sigma} = \frac{1}{E}. \tag{3}$$

Funcţia $B(H)$ poate fi de asemenea aproximată funcţie de natura mediului feromagnetic supus fenomenului de magnetostricţie, după cum posedă sau nu o curbură accentuată în origine. Dacă această curbură este neglijabilă, se poate utiliza funcţia:

$$B = b_1 H - b_3 H^3. \tag{4}$$

În cazul în care caracteristica posedă o curbură accentuată în origine, adică peste cîmpul alternativ, în care se introduce eşantionul, se aplică şi un cîmp magnetic continuu pentru a obţine oscilaţii de aceeaşi frecvenţă cu a cîmpului alternativ, atunci se foloseşte funcţia:

$$B = b_1' H - b_3' H^3 + b_5' H^5. \tag{5}$$

Funcţia $B(\sigma)$ a fost studiată în diverse lucrări şi s-a constatat că B variază sensibil cu eforturile exterioare (interioare) cînd eşantionul se află într-un cîmp magnetic. Aproximînd aceste funcţii cu segmente de dreaptă, rezultă că $\partial B/\partial\sigma = c$.

Luînd în considerare prima ipoteză pentru caracteristica de magnetizare $B(H)$, sistemul de ecuaţii (2) devine:

$$\mathrm{d}\lambda = b\,\mathrm{d}H + \frac{1}{E}\,\mathrm{d}\sigma, \qquad \mathrm{d}B = (b_1 - 3b_3H^2)\,\mathrm{d}H + b\,\mathrm{d}\sigma. \tag{6}$$

Folosind relaţiile termodinamice de calcul a magnetostricţiei [10], se deduce că:

$$\frac{\partial\sigma}{\partial B} = \frac{\partial H}{\partial\lambda} \quad \text{şi deci} \quad \frac{\partial\lambda}{\partial H} = \frac{\partial B}{\partial\sigma} = b = c; \tag{7}$$

atunci sistemul (6) devine:

$$\mathrm{d}\lambda = b\,\mathrm{d}H + \frac{1}{E}\,\mathrm{d}\sigma, \qquad \mathrm{d}B = (b_1 - 3b_3H^2)\,\mathrm{d}H + b\,\mathrm{d}\sigma. \tag{8}$$

Aceste ultime ecuaţii constituie relaţiile de legătură dintre fenomenul megnetostrictiv direct şi cel invers.

Impunînd condiţii particulare de lucru se pot obţine separat ambele fenomene. Pentru obţinerea fenomenului magnetostrictiv direct este suficient să se impună condiţiile:

(9) $$d\lambda = 0 \text{ şi } d\sigma = 0.$$

Dacă $d\lambda = 0$ şi bara se află în cîmp magnetic, înseamnă că se pun în evidenţă eforturile interioare, ca şi cum bara ar fi încastrată în ambele capete. Sistemul de ecuaţii (6) devine:

(10) $$0 = b\,dH + \frac{1}{E}\,d\sigma, \quad dB = (b_1 - 3b_3H^2)\,dH + b\,d\sigma,$$

sau

(11) $$\sigma = -\,bEH = -\gamma H, \quad B = (b_1 - b^2E)H - b_3H^3.$$

Dacă $d\sigma = 0$ bara se află liberă în cîmpul magnetic H, deci se pun în evidenţă modificările de lungime, dar nu se constată tensiunile interne. Sistemul de ecuaţii (6) devine:

(12) $$d\lambda = b\,dH, \quad dB = (b_1 - 3b_3H^2)\,dH,$$

sau

(13) $$\lambda = bH, \quad B = b_1H - b_3H^3.$$

La transformarea energiei mecanice în energie magnetică se pot ivi de asemenea două cazuri şi anume, $dH = 0$, şi $dB = 0$. Cînd $dH = 0$ cîmpul exterior este invariabil iar magnetizaţia (inducţia) se va modifica datorită acţiunilor mecanice exterioare. Sistemul de ecuaţii (6) devine:

(14) $$d\lambda = \frac{1}{E}\,d\sigma, \quad dB = b\,d\sigma,$$

sau

(15) $$\sigma = \lambda E, \quad B = b\sigma.$$

Dacă $dB = 0$ înseamnă că magnetizaţia nu se modifică atunci cînd variază cîmpul exterior simultan cu acţiunile mecanice. Această situaţie corespunde cazului în care acţiunea cîmpului exterior este opusă efectului acţiunii mecanice sau celei în care eşantionul se află în stare de saturaţie magnetică. În acest caz sistemul de ecuaţii devine:

(16) $$d\lambda = b\,dH + \frac{1}{E}\,d\sigma, \quad 0 = (b_1 - 3b_3H^2)\,dH + b\,d\sigma,$$

sau

(17) $$b_1H - b_3H^3 = -\,b\sigma, \quad \lambda = \sigma\left(\frac{1}{E} - \frac{b}{b_1 - 3b_3H^2}\right).$$

Din relaţiile stabilite se deduce:

(18) $$B = b\sigma = -b\gamma H = -\gamma\lambda.$$

În acest mod efectele elasto-magnetice şi magneto-elastice pot fi reprezentate în schema indicată în fig. 1. Liniile *1* şi *3* reprezintă relaţii între mărimi elastice şi magnetice în materialul considerat. Coloanele *1* şi *3* şi diagonalele *1'* şi *2'* conţin relaţii ce definesc fenomenele magnetoelastice:

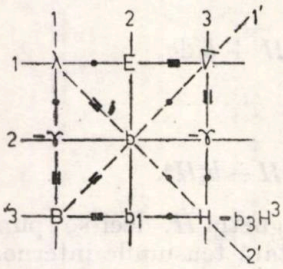


Fig. 1

$$(19)\qquad \begin{cases} \lambda = bH, & B = -\gamma\lambda\,; \\ B = b\sigma, & \sigma = -\gamma H. \end{cases}$$

A treia dintre relaţiile (19) arată că inducţia dintr-un material feromagnetic depinde de natura materialului şi de mărimea magnetostricţiei. Dar $\lambda/b = H$ şi deci

$$(20)\qquad B = -\gamma\lambda = -bE\lambda = -Eb^2H.$$

Din această relaţie rezultă faptul că modulul de elasticitate ar putea măsura, în zonele aproximativ liniare ale curbei de magnetizare, permeabilitatea magnetică statică. Egalităţile (19_2) şi (19_4) conduc la aceeaşi concluzie.

Ştiind că $B = \mu_s H$, rezultă $\mu_s = -b^2E$; dar $b = \partial\lambda/\partial H$ şi deci $\mu_d = (\partial\lambda/\partial H)^2E$ — permeabilitatea dinamică. Rezultă deci că dacă se cunoaşte variaţia $\mu_d(H)$, pentru diferite puncte de funcţionare situate pe curba de magnetizare, se poate stabili variaţia magnetostricţiei în funcţie de intensitatea cîmpului sau invers:

$$(21)\qquad \left(\frac{\partial\lambda}{\partial H}\right)^2 = \frac{\mu_d(H)}{E}.$$

Se observă, după cum s-a mai arătat, punerea în evidenţă a naturii materialului, prin prezenţa, în expresia stabilită, a modulului lui Young, care a fost considerat constant atîta timp cît eşantionul feromagnetic se găseşte, din punct de vedere mecanic, sub limita deformaţiilor permanente, iar variaţia funcţie de starea de magnetizare s-a considerat neglijabilă.

În literatura japoneză [11], .., [13] se citează drept constantă magnetostrictivă mărimea γ dată de relaţia $\sigma = \gamma M$, unde: M — magnetizaţia, σ — efortul unitar elastic. Dar $M = \chi_m H$ şi $\sigma = \gamma\chi_m H = \gamma\chi_m B/\mu = \gamma\chi_m B/\mu_0(1 + \chi_m)$. Or $\chi_m \gg 1$ şi deci

$$(22)\qquad \sigma \approx \gamma\frac{B}{\mu_0}.$$

Comparînd cu expresia lui σ din (19_4) rezultă:

$$(23)\qquad b = \mu_0/\gamma.$$

Valorile χ_m şi γ sînt calculate şi tabelate în materialul bibliografic mai sus amintit şi deci constanta b poate fi calculată (cu aproximaţiile făcute anterior).

Dacă eşantionul este magnetizat în cîmp alternativ, în prezenţa unui cîmp continuu, atunci sistemul de ecuaţii (6) devine, în baza relaţiei (5), de forma:

$$(24) \qquad d\lambda = b\,dH + \frac{1}{E}\,d\sigma, \qquad dB = (b_1 - 3b_3H^2 + 5b_5H^4)\,dH + b\,d\sigma.$$

Cînd $d\lambda = 0$,

$$(25) \qquad \sigma = -bEH, \qquad B = (b_1 - b^2E)H - b_3H^3 + b_5H^5.$$

Dacă $d\sigma = 0$,

$$(26) \qquad B = b_1H - b_3H^3 + b_5H^5.$$

Dacă dH sau dB sînt nuli, rezultă :

$$(27) \qquad \begin{cases} \sigma = \lambda E, \quad B = b\sigma, \\ \lambda = \sigma\left(\dfrac{1}{E} - \dfrac{b}{b_1 - 3b_3H^2 + 5b_5H^4}\right). \end{cases}$$

Soluţiile astfel particularizate pot fi reprezentate schematic ca în fig. 2. Coloanele şi diagonalele au aceeaşi semnificaţie ca şi în cazul din fig. 1.

Modele matematice similare pot fi deduse şi pentru solicitări mecanice de alte naturi (torsiune, încovoiere, forfecare etc.).

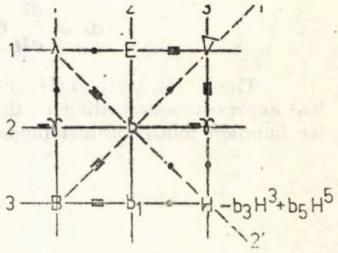


Fig. 2

3. Concluzii

1. Metoda indicată, finalizată prin modelele matematice reprezentate în fig. 1 şi 2, este foarte sugestivă în intuirea fenomenelor fizice de magnetostricţie.

2. În ipotezele simplificatoare, introduse în text, se indică o metodă de calcul a magnetostricţiei, funcţie de intensitatea cîmpului magnetic.

3. Se poate calcula relativ simplu constanta de proporţionalitate între λ şi H, dacă se cunoaşte constanta de material γ.

4. Se poate calcula cu o aproximaţie satisfăcătoare permeabilitatea magnetică statică şi dinamică, dacă se cunoaşte curba de magnetostricţie a materialului feromagnetic şi modulul său de elasticitate, sau se poate calcula magnetostricţia dacă se cunoaşte $\mu_d(H)$ şi modulul lui Young.

5. În cazul fenomenului magnetostrictiv direct, eforturile mecanice ce iau naştere în materialul feromagnetic, ca urmare a încastrării lui în ambele capete, atrag după sine variaţia inducţiei magnetice după o caracteristică impară ce diferă de cea care ar corespunde barei neîncastrate.

Primită la 28 aprilie 1977

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electrotehnică, măsuri şi maşini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Joule J. P., Ann. Electr. Magn. Chem., 8, 219 (1842).
2. Cook J. E., Nuovo Cimento, 7 Suppl., 2, 192 (1950).
3. Honda K., Kido K., Sci. Rep. Tohoku Univ., 9, 221 (1930).
4. Masumoto H., Sci. Rep. Tohoku Imp. Univ., 16, 321 (1927).

5. McKeehan L. W., J. Franklin Inst., **202**, 737 (1926).
6. McKeehan L. W., Cioffi P.P., Phys. Rev., **21**, 707 (1923).
7. Masumoto H., Sci. Rep. Tohoku Imp. Univ., **16**, 333 (1927).
8. Simons E. N., Metal Progress, **48**, 513 (1945).
9. Vincent J. H., Electrician, **102**, 11 (1929).
10. Herpin A., *Champ Magnétique*. Masson, Paris, 1968.
11. Kikuchi Y., Nippon Electr. Eng. (Eng. Ed.), **30**, 91 (1942).
12. Kikuchi Y., Corona Co, Ltd. Tokyo, 375 (1952).
13. Kikuchi Y., Fukushima K., Sci. Rep. Res. Inst. Tokyo Univ., (*B*) *1/2*, 141 (1951).

RELATIONSSHIPS BETWEEN THE DIRECT AND REVERS MAGNETOSTRICTIVE PHENOMENON

(Summary)

Taking into account the interdependence between the magnetic and mechanical phenomena it would be possible to draw the following expresions :

$$\lambda = f(H, \sigma), \qquad B = g(H, \sigma).$$

Their exact total differential will be, than, given by

$$d\lambda = \frac{\partial \lambda}{\partial H} dH + \frac{\partial \lambda}{\partial \sigma} d\sigma, \qquad dB = \frac{\partial B}{\partial H} dH + \frac{\partial B}{\partial \sigma} d\sigma.$$

The $\lambda(H)$, $\lambda(\sigma)$, $B(H)$ and $B(\sigma)$ functions were approximated by different mathematical expressions according to the experimental characteristics. Then were obtained much easier handled mathematical models for understanding these phenomena.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.317.73.025

ELECTRICAL BRIDGE FOR IMPEDANCE MODULE AND PHASE MEASUREMENTS*)

BY

D. BĂRBULESCU, GH. SAVIN and LIVIU GORAŞ

1. Introduction

There are few reference indications concerning module and phase measurements using bridge methods. Among these, the Serner bridge [1] which represents a null version of Grützmacher's [2] method is the most common although the necesity of an inductive coupling and of a preliminary equilibration make it rather complicated.

In this paper a new electrical bridge for impedance module and phase measurements will be described. The bridge can be directly equilibrated and allows the direct reading of module and phase.

2. Bridge Scheme and Principle

A possible scheme of the bridge is shown in Fig. 1, where Z_{MC} represents a constant module circuit (CMC). This configuration will be called type A, while the other one, having the supplying source and the null detector interchanged will be called type B.

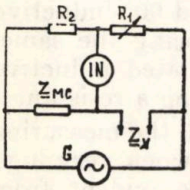


Fig. 1

Four types of CMC are presented in Table 1 which also contains the conditions under which the circuits have constant module impedances, the values of the modules, the values of the phase, the values of the resistances R_0 corresponding to zero phase (resonance) and the character of the impedance for $R \in [0, R_0]$. Any of the four types of CMC can be used as a branch of the bridge. In order to obtain maximum sensibility and direct reading of the impedance module, the resistance, R_2, is equal to the module of the CMC at the frequency the bridge was designed for.

The bridge can be equilibrated through the adjustment of two resistances as follows : the resistance R_1 is varied until minimum deviation of the null detector is attained ; then the resistance R of the CMC is varied up

*) Presented at the session of the Technical Science Section of the R.S.R. Academy, Bucharest, October 24, 1977.

to the vanishment of the deviation. At the equilibrium the following relations are valid :

$$Z_x = R_1, \ \varphi_x = f(R), \tag{1}$$

where f denotes the dependence between the argument of the CMC and the resistance R (Table 1). Therefore the scales of the resistors R_1 and R can be graduated in values of the module and phase respectively.

The impedance bridge described above presents certain advantages among which : a) the equilibration is extremely simple, only two operations being necessary; b) the module and phase equilibrations are completely independent ; this is a very important feature which is seldom encountered to other bridges ; c) using a sinusoidal oscillator and a selective null detector, very precise and rapide impedance module and phase measurements can be performed.

The simplicity of the bridge and of the measuring process both with their high precision make this bridge superior to that of S e r n e r.

3. New Constructive Solutions for Improving the Performances of the Bridge

a) It is evident that the performances of the bridge depend mainly on the performances of the CMC and these ones depend on the losses of the reactive elements used in the CMC. Styroflex or teflon insulated capacitors have very small losses. The use of iron-core inductors entails large errors and phase domain limitations due to the losses [3]. This disadvantage can be avoided by using a capacitively terminated gyrator as a high Q inductive element having the Q factor of about 10^3 [4].

b) The whole domain of $-90° \ldots +90°$ phase variation could be covered with a resistor R, variable between zero and infinity. This is a disadvantage which can be eliminated by using two different types of CMC-s with inductive and capacitive behaviour respectively. In this case only a potentiometer with a value equal to R_0 is necesary (it was adopted $R_0 = 1\ \mathrm{k}\Omega$). For each of the two circuits the phase varies between 0 and 90° inductive and capacitive respectively, the module of both CMC-s being the same. This solution is convenient as much as the gyrator simulated inductive element value can be very easy changed by simply modifying a resistance.

c) The CMC branch (whose module is the same for all the measuring domains) determines a limitation of the bridge sensibility when very high or very small impedances are to be measured. This is also evident from Table 2, where the sensibilities for module and for phase are presented. The symbols used have the following meanings :

$$k = \frac{Z_{MC}}{R}, \ k_1 = \frac{Z_{MC}}{R_1}, \ k_2 = \frac{Z_{MC}}{R_2}, \tag{2}$$

the types a, b, c, d correspond to those of Table 1 and A and B denotes the two possibilities of placing the null detector and the sinusoidal generator as it was already mentioned.

Table 1

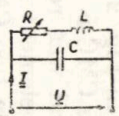
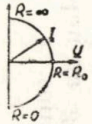
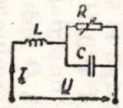
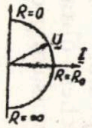
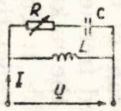
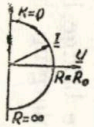
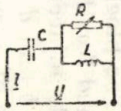
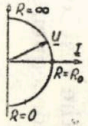
	C. M. C.	I or U locus	C.M. condition	Module	Phase	Resonance	Character for $R \in [0, R_0]$
a			$\omega^2 LC = \frac{1}{2}$	$Z = 2\omega L$	$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{R}{\omega L}\right)$	$R_0 = \frac{1}{2} Z$	inductive
b			$\omega^2 LC = \frac{1}{2}$	$Z = \omega L$	$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{2}\left(\frac{2\omega L}{R} - \frac{R}{2\omega L}\right)$	$R_0 = 2Z$	inductive
c			$\omega^2 LC = 2$	$Z = \omega L$	$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{2R} - \frac{2R}{\omega L}\right)$	$R_0 = \frac{1}{2} Z$	capacitive
d			$\omega^2 LC = 2$	$Z = \frac{1}{2}\omega L$	$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{R}{\omega L}\right)$	$R_0 = 2Z$	capacitive

Table 2

Type of the bridge	A		B	
Type of the C.M.C.	Sensitivity module (S_M)	Sensitivity phase (S_P)	Sensitivity module (S_M)	Sensitivity phase (S_P)
a, c	$S_M = \frac{k_2(4+k^2)}{(4+k^2)(1+k_2^2)+8kk_2} = \frac{k_2}{1+k_2^2+2k_2\cos\varphi}$	$S_P = S_M\cos\varphi = \frac{4kk_2}{(4+k^2)(1+k_2^2)+8kk_2} = \frac{k_2\cos\varphi}{1+k_2^2+2k_2\cos\varphi}$	$S_M = \frac{k_1k_2}{(k_1+k_2)^2}$	$S_P = S_M\cos\varphi = \frac{4kk_1k_2}{(k_1+k_2)^2(4+k^2)}$
b, d	$S_M = \frac{k_2(1+4k^2)}{(1+4k^2)(1+k_2^2)+8kk_2} = \frac{k_2}{1+k_2^2+2k_2\cos\varphi}$	$S_P = S_M\cos\varphi = \frac{4kk_2}{(1+4k^2)(1+k_2^2)+8kk_2} = \frac{k_2\cos\varphi}{1+k_2^2+2k_2\cos\varphi}$		$S_P = S_M\cos\varphi = \frac{4kk_1k_2}{(k_1+k_2)^2(1+4k^2)}$

The disadvantage of branches with very different values in the bridge was surmounted by using a voltage scalor [5] which is a two-port characterized by the transfer matrix:

$$T = \begin{bmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3}$$

and having the property that the impedance at port *1* is equal to the impedance connected at port *2* multiplied by α:

$$Z_1(s) = \alpha Z_2(s). \tag{4}$$

The scalor is used for multiplying the unknown impedance to a constant in order to realise an impedance of the same order of magnitude with the rest of the bridge branches obtaining an improved sensibility and consequently enlarging the measuring domains.

4. Practical Realization of the Bridge

The block diagram of the bridge is shown in Fig. 2. The bridge was designed for the fixed frequency of 400 Hz. The CMC is connected in the branch adjacent to the unknown impedance and was realized using the types *b* and *d* of Table 1. The high Q inductive element was obtained by means of a gyrator capacitively terminated. The two CMC configurations (inductive — *b*, capacitive — *d*) are realized by means of a comutator.

The CMC has 500 Ω and contains a 1 kΩ potentiometer with a phase graduated scale. The module equilibrium is achieved with another

1 kΩ potentiometer. The measuring domains can be switched by interchanging the resistors R_2. On the x0,1 domain ($R_2 = 5\,k\Omega$) the unknown impedance can be connected by means of a voltage scalor with $\alpha = 10$ which means that a x0.01 domain is obtained. The null detector and the oscillator are realized with operational amplifiers. The apparatus can be supplied from batteries too.

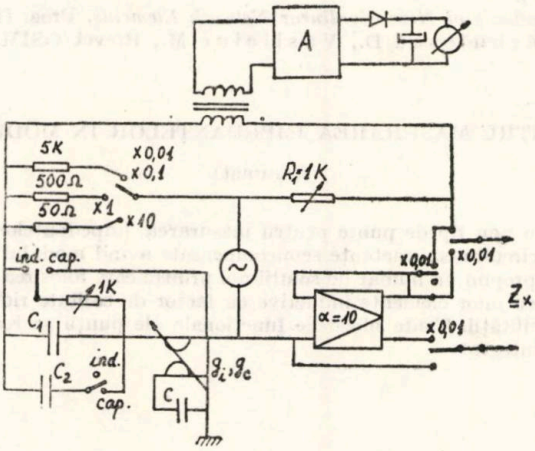


Fig. 2

5. Concluding Remarks

The impedance bridge described here concentrates the following new elements :

1° Contains a constant module impedance circuit (CMC) as one of the branches.

2° The high Q inductive element of the CMC is obtained using a capacitively terminated gyrator for enlarging the precision and the phase domain.

3° The sensibility and the module domains are increased using a voltage scalor to multiply the unknown impedance.

4° The use of integrated circuits for all the blocks of the bridge.

The main advantages of the impedance bridge presented in this paper are the following :

1° Independent equilibration for module and phase.

2° Large measuring domains.

3° Direct reading of the impedance character (inductive or capacitive).

4° Satisfactory precision (experimentally better than 1%).

5° Possibility of supplying from batteries.

Received, May 5, 1978

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics, Electrical Measurements and Machines
and
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Bigorgne R., *Mesures électriques*. Vol. II, Eyrolles, Paris, 1957.
2. Blet G., *Un nouvel impédancemètre*. Mesures et controle industriel, 1952.
3. Goraş L., *Ideal and Nonideal Behaviour of Constant Module Impedance Circuits*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XXIII (XXVII), *3—4*, s. III (1977).
4. Riordan R.H.S., *Simulated Inductors using Differential Amplifiers*. Electron. Lett., *3* (1967).
5. Chua L.O., *Synthesis of New Nonlinear Network Elements*. Proc. IEEE, 56 (1968).
6. Savin Gh., Bărbulescu D., Vasilciuc M., Brevet OSIM, nr. 45 467 (1962).

PUNTE PENTRU MĂSURAREA IMPEDANŢELOR IN MODUL ŞI FAZĂ

(Rezumat)

Se prezintă un nou tip de punte pentru măsurarea impedanţelor în modul şi fază pe baza utilizării unor circuite cu reactanţe semicompensate avînd modulul impedanţei constant şi faza variabilă. Se propun un număr de soluţii noi printre care folosirea giratoarelor şi scaloarelor pentru realizarea unor elemente inductive cu factor de calitate ridicat, respectiv pentru îmbunătăţirea sensibilităţii. Toate blocurile funcţionale ale punţii se realizează cu amplificatoare operaţionale integrate.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.317.725; 621.317.761

UTILIZAREA VOLTMETRULUI CU ZERO DECALAT ÎN SCHEMA DE FRECVENŢMETRU

DE

M. ANTONIU

1. Introducere

La frecvenţmetrele de tablou este necesară o precizie de cel puţin 0,5% din frecvenţa nominală. O asemenea precizie, în condiţiile utilizării unui indicator în clasa 1 sau 1,5, se poate obţine numai prin decalarea zeroului frecvenţei în afara scării gradate. La frecvenţmetrele cu diode Zener [1], [2] această operaţie se realizează cu un mecanism de măsură diferenţial sau cu un redresor diferenţial, ambele soluţii prezentînd neajunsul unei erori suplimentare, din cauză că unul din curenţi depinde de valoarea de vîrf iar al doilea de valoarea medie a tensiunii stabilizate.

Plecînd de la această constatare, în lucrarea de faţă se propune utilizarea unui voltmetru cu zero decalat, printr-un circuit de corecţie ce foloseşte ca rezistenţă neliniară o diodă cu siliciu, soluţie ce înlătură neajunsul menţionat.

Deşi acest tip de voltmetru este cunoscut în literatură [3], [4], nu există nici o referire la cazul cînd rezistenţa neliniară este o diodă în conducţie directă.

2. Voltmetrul cu zero decalat

Un asemenea voltmetru se realizează cu ajutorul unui circuit de corecţie cu rezistenţe neliniare, cel mai adesea în punte şi serveşte la controlul variaţiei tensiunii într-un domeniu îngust ($\pm$ 5 ... 10%) în jurul valorii înscrise la centrul scării. Pentru simplificare, voltmetrul cu zero decalat va fi notat în cele ce urmează cu VZD.

2.1. Circuitul de corecţie

Schema voltmetrului cercetat este dată în fig. 1, unde μA este un microampermetru magnetoelectric, R_a — o rezistenţă adiţională, iar rezistenţa neliniară R_1 şi rezistenţele liniare R_2, R_3 şi R_4 formează circuitul de corecţie.

Ca rezistenţe neliniare s-au încercat varistoare, diode cu germaniu şi diode cu siliciu, optîndu-se pentru aceasta din urmă în varianta cu joncţiune (FO 57), deoarece asigură o caracteristică $R - U$ mai abruptă şi mai

puţin sensibilă la variaţiile temperaturii. Pentru compensarea efectului temperaturii asupra rezistenţei R_1, R_3 s-a realizat din cupru iar în serie cu R_2 şi R_4 (chimice) s-a prevăzut cîte un termistor de mică rezistenţă. Din motive de claritate aceste amănunte au fost omise din fig. 1.

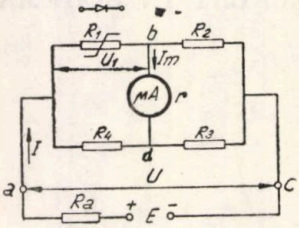


Fig. 1

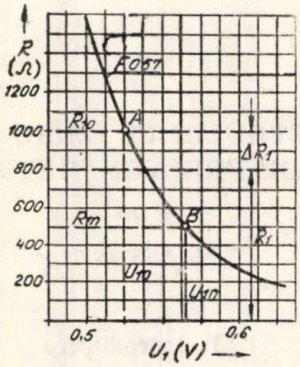


Fig. 2

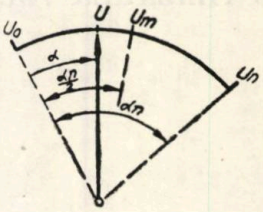


Fig. 3

Din fig. 2 se observă că graficul $R_1(U_1)$ poate fi aproximat cu un arc de hiperbolă echilateră de ecuaţie

$$R_1 U_1 = m, \tag{1}$$

în care m este o constantă care depinde de coordonatele punctelor $A(R_{10}, U_{10})$ şi $B(R_{1n}, U_{1n})$, unde U_{10} şi U_{1n} reprezintă valorile tensiunii U_1 cînd acul se află la începutul ($\alpha = 0$) şi respectiv sfîrşitul ($\alpha = \alpha_n$) scării gradate (fig. 3). Din (1) se deduce relaţia

$$R_{10} - R_1 = \frac{m}{U_{10}} - \frac{m}{U_1} = \frac{m}{U_1 U_{10}}(U_1 - U_0), \tag{2}$$

în care:

$$\Delta R_1 = R_{10} - R_1 \tag{3}$$

reprezintă variaţia rezistenţei R_1 produsă de variaţia tensiunii la bornele acesteia.

Pentru $U_1 = U_{10}$ puntea se află în echilibru ($I_m = 0$) şi deci

$$R_{10} R_3 = R_2 R_4 . \tag{4}$$

Ca mecanism de ieşire s-au utilizat aparatele româneşti 1MH-96 (100 μA, 1 200 Ω) şi MI-144 p (100 μA, 150 Ω), optîndu-se pentru acesta din urmă, datorită sensibilităţii mai mari în tensiune, precum şi carcasei de tip frontal, mai avantajoase pentru panou.

2.2. Ecuaţia de funcţionare

Curentul ce străbate bobina microampermetrului (fig. 1) este dat de relaţia

$$(5)\quad I_m = \frac{U\,(R_2R_4 - R_1R_3)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1R_2\,(R_3 + R_4) + R_3R_4\,(R_1 + R_2)},$$

în care U este tensiunea de intrare în punte, iar r — rezistenţa microampermetrului. Pentru valori obişnuite ale lui r (sute de Ω), sensibilitatea punţii devine aproximativ maximă pentru corelaţia :

$$(6)\qquad r = R_2 = R_4 = R, \qquad R_3 = aR,$$

unde $a \leqslant 0{,}1 \ldots 0{,}2$. În această situaţie şi considerînd

$$(7)\qquad \Delta R_1 \ll R_{10},\ R \ll R_1,$$

relaţia (5) devine

$$(8)\qquad I_m = \frac{aU\Delta R_1}{(2 + a)\,RR_{10}}.$$

Examinînd fig. 1 şi utilizînd condiţiile (6) şi (7), rezultă $U_1 \approx U$, relaţie care asociată cu (2), (7) şi

$$(9)\qquad U_{10}R_{10} = m,$$

conduce la

$$I_m = \frac{a\,(U - U_0)}{(2 + a)R},$$

de unde, ţinînd seama de ecuaţia de funcţionare a microampermetrului ($\alpha = KI_m$) se obţine ecuaţia de funcţionare a VZD :

$$(10)\qquad \alpha = \frac{aK}{(2 + a)R}\,(U - U_0),\ U \geqslant U_0,$$

în care K reprezintă sensibilitatea microampermetrului.

Din (10) rezultă că scara VZD este liniară şi că sensibilitatea acestuia este condiţionată de parametrii a, m, k şi R. În fig. 4 a se pune în evidenţă forma scării gradate ($U_n = 0{,}58$ V), ridicată experimental pentru : $a = 0{,}1$, $R = 100\ \Omega$ şi $K = 0{,}6$ div./μA ($\alpha_n = 60$ div). Se observă că scara este practic liniară, ceea ce confirmă valabilitatea ipotezelor de calcul

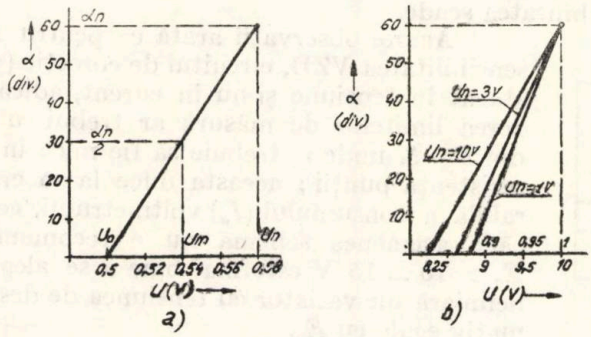


Fig. 4

şi că sensibilitatea este suficient de bună ; deviaţia totală este obţinută pentru o tensiune egală cu 14% din U_n, ceea ce reprezintă o variaţie de $\pm$ 7% în jurul valorii tensiunii înscrise la mijlocul scării gradate (U_m). Această particularitate a voltmetrului în discuţie a sugerat posibilitatea realizării unui frecvenţmetru cu zero decalat.

În legătură cu verificarea experimentală a VZD trebuie de menţionat o particularitate şi anume, după aplicarea tensiunii de măsurat (U), atît timp cît $U < U_0$ acul deviază în sens contrar şi numai după ce $U > U_0$ deviază în sensul pozitiv al scării, deoarece în prima fază R_1 fiind foarte mare, potenţialul punctului b devine egal cu cel al punctului c (fig. 1).

În fine, sensibilitatea unui VZD poate fi apreciată şi cu ajutorul parametrului

$$s = \frac{U_n - U_0}{U_m} 100, \ [\%], \tag{11}$$

unde U_0, U_m şi U_n reprezintă tensiunile înscrise la începutul, mijlocul şi respectiv sfîrşitul scării gradate (fig. 3).

2.3. Extinderea limitelor de măsură

Se poate realiza cu ajutorul rezistenţei adiţionale R_a, ca în fig. 1. R_a trebuie să satisfacă relaţiile evidente :

$$E = U + R_a I, \qquad E_n = U_n - R_a I_n, \tag{12}$$

în care E_n este limita superioară de măsură, I_n — curentul absorbit la $\alpha = \alpha_n$ iar celelalte notaţii au semnificaţiile precizate mai înainte. Substituind în (10) prima relaţie (12) se obţine ecuaţia de funcţionare.

$$\alpha = \frac{ak}{(2 + a)R} [E - E_0 - R_a (I - I_0)], \tag{13}$$

unde I_0 este valoarea lui I pentru $\alpha = 0$. Această ecuaţie se reduce la forma (10) numai dacă $R_a(I_n - I_0) \ll E_n$, ceea ce are loc la valori mici ale lui E_n (1 ... 10 V); în caz contrar sensibilitatea voltmetrului (s) se micşorează. În fig. 4 b se indică forma scării, ridicată experimental pentru $E_n = 1$; 3 şi 10 V. Se observă că pe măsura creşterii lui E_n, adică a lui R_a, sensibilitatea scade.

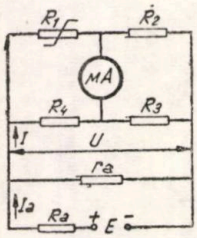


Fig. 5

Aceste observaţii arată că pentru a nu modifica sensibilitatea VZD, circuitul de corecţie (puntea) trebuie atacat în tensiune şi nu în curent, adică pentru extinderea limitelor de măsură ar trebui utilizată schema din fig. 5, unde r_a trebuie să fie mică în comparaţie cu rezistenţa punţii ; aceasta duce la o creştere considerabilă a consumului (I_a) voltmetrului, ceea ce probează că o asemenea schemă nu e recomandabilă. Pentru $E_n > 10 \ldots 15$ V este mai bine a se alege ca rezistenţă neliniară un varistor cu tensiunea de deschidere aproximativ egală cu E_n.

Relaţiile (9) ... (11) permit calculul elementelor principale ale VZD.

3. Frecvenţmetrul cu VZD

Schema unui asemenea frecvenţmetru, în varianta cu circuit de măsură RC, este dată în fig. 6 *a*, unde rezistenţele balast R_{b1}, R_{b2}, diodele redresoare $D_1 \dots D_8$ şi diodele Zener D_{z1}, D_{z2} constituie un stabilizator de

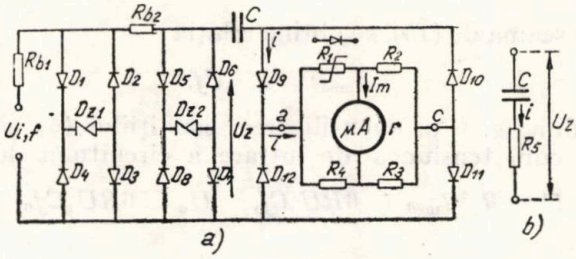


Fig. 6

tensiune cu două etaje, condensatorul C este elementul dependent de frecvenţă iar puntea redresoare $D_9 \dots D_{12}$ serveşte la alimentarea VZD. Stabilizatorul adoptat [5], la care diodele Zener lucrează în cc, are avantajul că poate funcţiona la frecvenţe sensibil mai mari decît stabilizatorul obişnuit, format din diode Zener conectate în contratimp.

Condensatorul C încărcîndu-se şi descărcîndu-se prin rezistenţa R_{ac}, formată din VZD, trimite în aceasta un curent i a cărui valoare medie este proporţională cu frecvenţa de măsurat, f.

3.1. Ecuaţia de funcţionare

Schema de principiu a circuitului de măsură este dată în fig. 6 *b*, unde U_z reprezintă tensiunea stabilizată, de formă aproximativ rectangulară. În baza acestei scheme se scrie relaţia

$$U_z = \frac{1}{C}\int i\,dt + iR_5,$$

a cărei soluţie este de forma :

$$i = Ae^{-t/CR_5},$$

de unde, după determinarea constantei A, se obţine

$$i = \frac{2U_z}{R_5} e^{-t/CR_5} \tag{14}$$

şi unde $R_5 = R_{ac} + 2R_d$, R_d fiind rezistenţa în conducţie directă la una din diodele $D_9 \dots D_{12}$. Condensatorul C trebuie să aibă timp să se încarce sau să se descarce complet într-o semiperioadă ($T/2$), ceea ce impune condiţia $CR_5 \ll T$ (T — perioada tensiunii U_i), care poate fi scrisă şi sub forma mai restrictivă

$$CR_5 \ll \frac{T}{10} = \frac{1}{10f}. \tag{15}$$

Cum perioada de repetiţie a impulsurilor de curent i este $T/2$ rezultă că valoarea medie a acestora este

$$I_{med} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} i\,dt = 4U_zCf\,(1 - e^{-T_s/CR_s}),$$

de unde, ţinînd seama de (15), se obţine relaţia

$$I_{med} = 4U_zCf. \tag{16}$$

În fine, din fig. 6 *a*, cu utilizarea condiţiilor (6) şi (7), se obţine $R_{ac} \approx 1{,}5R$ şi cum tensiunea de intrare a circuitului de corecţie este:

$$U = R_{ac}\,I_{med} = 6RU_zCf, \quad U_0 = 6RU_zCf_0, \tag{17}$$

rezultă relaţia:

$$U - U_0 = 6RU_zC\,(f - f_0),$$

care asociată cu (10) conduce la ecuaţia de funcţionare a frecvenţmetrului cu VZD:

$$\alpha = \frac{6akU_zC}{2 + a}\,(f - f_0). \tag{18}$$

Se observă că scara este liniară, că are zeroul decalat şi că limitele de măsură se pot modifica cu ajutorul lui C la fel ca la celelalte frecvenţmetre ce funcţionează pe principiul încărcării condensatorului. Pentru caracterizarea sensibilităţii se introduce parametrul

$$\rho = \frac{f_n - f_0}{f_m}, \tag{19}$$

în care f_0, f_m şi f_n reprezintă frecvenţele înscrise la începutul, mijlocul şi sfîrşitul scării gradate.

3.2. Erori

Logaritmînd şi diferenţiind (18), pentru $\alpha = \alpha_n = \text{const.}$, se obţine

$$\frac{\Delta f}{f_n - f_0} = \frac{\Delta K}{K} + \frac{\Delta U_z}{U_z} + \frac{\Delta C}{C},$$

de unde, explicitînd eroarea absolută maximă Δf şi ţinînd seama că la frecvenţmetrele cu zero decalat eroarea fundamentală se exprimă sub forma $\Delta f/f_m$, rezultă în final relaţia

$$\frac{\Delta f}{f_m} = \rho\left(\frac{\Delta K}{K} + \frac{\Delta U_z}{U_z} + \frac{\Delta C}{C}\right), \tag{20}$$

în care $\Delta K/K$ ($= 0{,}5 \ldots 1\%$) reprezintă eroarea fundamentală a mecanismului microampermetrului iar $\Delta C/C$ ($= 0{,}2 \ldots 0{,}3\%$) şi $\Delta U_z/U_z$ ($= 0{,}4 \ldots$ $\ldots 0{,}7\%$) — instabilitatea în timp şi respectiv faţă de temperatură a termenilor corespunzători. Considerînd valorile maxime ale acestor erori

şi adoptînd $\rho = 0{,}20$ (valoare uşor de realizat la un asemenea frecvenţmetru) rezultă $\Delta f/f_m = 0{,}4\%$, adică aparatul se încadrează în clasa 0,5. Dacă instrumentul ar fi fost cu zeroul frecvenţei dispus la începutul scării gradate atunci eroarea fundamentală ar fi fost 2% din f_n, ceea ce scoate în evidenţă importanţa decalării zeroului pentru creşterea preciziei de măsurare a frecvenţei.

Schema din fig. 6 *a* a fost experimentală la $U_z = 10$ V, cu o rezistenţă neliniară — diodă F 057 în conducţie directă, $a = 0{,}1$, microampermetru de 100 μA şi 250 Ω şi condensator *C* cu folie de poliester. Pentru $f_m = 50$ Hz ... 100 kHz s-a obţinut $\Delta f/f_m < 0{,}5\%$ iar ρ a variat între 0,2 (50 ... 10 000 Hz) şi 0,3 (50 ... 100 kHz). În scopul eliminării oscilaţiilor acului indicator la frecvenţe joase, în paralel cu VZD (bornele *a* şi *c*), s-a conectat un condensator de 200 μF (omis din fig. 6 *a*).

Inconvenientul frecvenţmetrelor cu circuit *RC* şi decalarea zeroului prin scheme diferenţiale (mecanism bifilar, redresoare diferenţiale etc.) constă în faptul că curentul dependent de frecvenţă este proporţional cu amplitudinea tensiunii U_z în timp ce curentul de compensare depinde de valoarea medie a acestei tensiuni, ceea ce poate introduce erori suplimentare importante. La frecvenţmetrul cu VDZ (fig. 6 *a*) acest neajuns este eliminat în întregime.

4. Concluzii

1. Utilizînd un circuit de corecţie în punte cu o rezistenţă neliniară constituită dintr-o diodă cu siliciu în conducţie directă se poate obţine un voltmetru cu zero decalat avînd performanţe bune la tensiuni nominale mici (1 ... 10 V).

2. Cu un asemenea voltmetru se poate realiza un frecvenţmetru cu zero decalat care prezintă unele avantaje faţă de frecvenţmetrele similare realizate după alte scheme.

Primită la 12 mai 1977

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electrotehnică, măsuri şi maşini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Cupşe A., *Aparate de măsurat în curent alternativ utilizînd diode semiconductoare.* Metrologia aplicată, *5*, 213—223 (1970).
2. Antoniu M., *Frecvenţmetre de tablou cu diode Zener.* Metrologia aplicată, *3*, 107—110 (1977).
3. * * * *Messtechnik.* Siemens, 12/10 (1971).
4. Antoniu M., *Măsurări electrice şi electronice.* Vol. I, Inst. polit. Iaşi, 1976, 161.
5. Иванчюк Б. Н. и др., *Параметрические стабилизаторы напряжения.* Изд. «Энергия», М., 1971, 68—76.

UTILISATION DU VOLTMÈTRE À ZERO DÉCALÉ POUR LA MESURE DES FRÉQUENCES

(Résumé)

On décrit un voltmètre à zéro décalé par un circuit de correction en pont qui utilise comme résistance non-linéaire une diode en conduction directe et on étudie le comportement de ce voltmètre en schéma de fréquencemètre de tableau pour 50 ... 100 kHz. On donne les principaux relations de calcul.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.313.361;621.3.013.62

ÜBER DIE SELBSTERREGUNGSERSCHEINUNG BEI DER DREHSTROMREIHENSCHLUßMASCHINE MIT GESTEUERTEM HALBLEITERSTROMWENDER

VON

IOSIF BERGMAN

1. Vorwort

Die Vorteile der Elektromotoren mit reihenformiger Kennlinie und deren Ausführbarkeit sind schon bekannt. Solche Kennlinien können nur bei Stromwendermaschinen erziehlt werden, was zu einer Zahl Mangel wie Stromwendungsprobleme, begrenzte Leistung u.a., beiträgt.

Die Ausbreitung der gesteuerten Halbleiterstromwender kann zum Bauen von Elektromotoren mit reihenformiger Kennlinie die der Forderungen der modernen Antriebe entsprechen sollen, führen.

Bei der Anwendung von gesteuerten Halbleitern im Elektromaschinenbau ist die Tendenz zur Wiedergabe der Eigenschaften der klassischen Maschinen, also zur selben Klassifizierung, wie z.B. in [1], merkbar.

In dieser Arbeit wird ein allgemeines Schaltbild einer Drehstromreihenschlußmaschine mit gesteuertem Halbleiterstromwender, um ein Stabilitätsproblem herauszuheben, studiert.

Es wird die Selbsterregungserscheinung und dessen Benützung zur Gründung eines Drehstromgenerators für regelbare Frequenz, dargestellt,

2. Die Allgemeine elektrische Maschine mit gesteuertem Halbleiterstromwender

Es wird eine allgemeine Drehstrommaschine die in Reihe mit allen Phasen der Ständer- und Läuferwicklungen gesteuerte Halbleitervorrichtungen geschaltet hat, vorgelegt. Der Läufer muß mit ein Sleifring — Bürsten-System der die Zuschaltung dessen Wicklungen zu diese des Ständers ermöglichen soll, vorgesehen sein.

Die gesteuerte Halbleitervorrichtungen haben die Funktion des Frequenzumformers wie der mechanische Stromwender zu erfüllen, aber sie können in Reihe mit der Ständer- oder mit der Läufer- Wicklung geschaltet werden. Ebenso wie beim mechanischen Stromwender ist es vorteilhaft den Halbleiterstromwender zu einer mehrphasigen Wicklung zu zuschalten [1] ... [3]. Hier wird das Studium einer Drehstrommaschine

mit konstantem Luftspalt, die mit symetrische dreiphasige Ständer- und Läuferwicklungen deren Widerstände r_s und r_r und die Streuinduktivitäten L_s und L_r, sind, durchgeführt.

Die allgemeinen Spannungsgleichungen einer Phase des Ständers bzw. des Läufers werden unter Benützung der zyklischen Werte der Selbst- und Gegen-Induktivitäten [4], geschrieben. Die Hauptinduktivität der Ständerphase wird mit L_1 und das Übersetzungsverhältnis durch

$$K = \frac{w_2 k_{w_2}}{w_1 k_{w_1}} \tag{1}$$

bezeichnet.

Die Gegeninduktivitäten zwischen Ständer und Läufer sind

$$L_{12} = L_{21} = KL_1 \tag{2}$$

und die Läuferhauptinduktivität

$$L_2 = L_1 K^2 \tag{3}$$

w_1, w_2, k_{w_1}, k_{w_2} sind die Windungszahlen und die Wicklungsfaktoren je Phase. Durch ω_{is} und ω_{ir} werden die räumlichen Winkelgeschwindigkeiten der Steuerimpulse der mit den Ständer und den Läuferphasen in Reihegeschalteten Halbleitervorrichtungen, bezeichnet.

Die Primär- bzw. Sekundären Phasenspannungen werden folgender Weise [1], ausgedrückt:

$$\underline{U}_s = r_s \underline{I}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} + j\omega_0 \underline{\psi}_s + j\omega_{is} \underline{\psi}'_s, \tag{4}$$

$$\underline{U}'_r = r_r \underline{I}_r + \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} + j(\omega_0 - \omega)\underline{\psi}_r + j\omega_{ir} \underline{\psi}'_r, \tag{5}$$

ω_0 sei die Winkelgeschwindigkeit des Koordonatensystems und:

$$\omega = \omega_r + \omega_{ir} - \omega_{is}, \tag{6}$$

wo ω_r die des Läufers ist.

Die Flußverkettungen werden geschrieben:

$$\begin{cases} \underline{\psi}_s = (L_s + L_1)\underline{I}_s + KL_1\underline{I}_r, & \underline{\psi}_r = (L_r + K^2L_1)\underline{I}_r + KL_1\underline{I}_s, \\ \underline{\psi}'_s = L_1(\underline{I}_s + K\underline{I}_r), & \underline{\psi}'_r = L_1K(K\underline{I}_r + \underline{I}_s). \end{cases} \tag{7}$$

Die elektromechanische Umwandlung der Energie kann nur unter Erfüllung der hier dargestellten Beziehungen zwischen der Läuferdrehzahl und den Frequenzen der in den Wicklungen der Maschine fliessenden Ströme und der Klemmenspannung, stattfinden.

3. Die Drehstromreihenschlußmaschine

Für das in Reiheschalten der Ständer und Läuferwicklungen müßen die Frequenzen dessen Klemmenspannungen gleich sein, was vom Halbleiterstromwender geleistet wird. Bei diesem kann genau wie im Fall des

mechanischen Stromwenders die Winkelverschiebung beider magnetischer Achsen α verändert werden, durch Verschiebung der Anfangsphasen der Steuerimpulse, erziehlt werden.

Die Spannungsgleichung der Reihenschlußmaschine ist:

$$\underline{U} = \underline{U}_r + \underline{U}_s e^{-j\alpha} , \tag{8}$$

während zwischen den Ständer- und Läuferströmen die folgende Beziehung besteht:

$$\underline{I}_r = \underline{I}_s e^{-j\alpha} . \tag{9}$$

Die Klemmenspannung der Maschine kann mit Hilfe des Scheinwiderstandes $\underline{Z}$ geschrieben werden:

$$\underline{U} = \underline{I}\underline{Z}, \tag{10}$$

wo, laut (4)...(7):

$$\begin{aligned} \underline{Z} = r_s + r_r + [p + j(\omega_0 + \omega_{is})]L_1 \left(\frac{L_s + L_r}{L_1} + 1 + 2K\cos\alpha + K^2\right) - \\ - j\omega_r L_1 \left(\frac{L_r}{L_1} + K^2 + Ke^{j\alpha}\right) - j\omega_{ir} L_1 \left(\frac{L_r}{L_1} + j\,2K\sin\alpha\right). \end{aligned} \tag{11}$$

Die operationnelle Spannungsgleichung (10) kann als mit konstanten Koeffizienten bei Vernachlässigung der Eisensättigung und bei konstanten Winkelgeschwindigkeiten ω_r, ω_{ir} und ω_{is}, betrachtet werden. Aus (11) ist, das in gewissen Zuständen die Koeffizienten der charakteristischen Gleichung nicht positiv sind, also das, das durch die Gleichung (10) beschriebene System nicht immer stabil ist, ersichtlich. Diese Tatsache kann eine wesentliche Schwierigkeit bei der Nützung der Drehstromreihenschlußmaschinen mit gesteuertem Halbleiterstromwender darstellen.

In der Fachliteratur [5], [6] wird die Erscheinungsmöglichkeit der Selbsterregung von Strömen netzfremder Frequenz bei Reihenschlußmaschinen, erläutert.

Um die Stabilitätsgrenze der Maschine zu ermitteln wird das H u r w i t zsche Kriterium der Gleichung ersten Ordens (10), welches positive Werte für die Koeffizienten der charakteristischen Gleichung verlangt, benützt. Für den stationären Betrieb ($p = 0$) ist das mit der Bedingung

$$\underline{Z} = 0 \tag{12}$$

gleichwertig.

Auss den reelen Teil des Ausdruckes (11) wird die Läuferwinkelgeschwindigkeit bei der die Selbsterregung erscheint

$$\omega_r = -\frac{r_s + r_r}{KL_1 \sin\alpha} - 2\omega_{ir} \tag{13}$$

erziehlt, während der imaginäre Teil die Kreisfrequenz der selbsterregten Ströme,

$$(14)\quad \omega_0 = \omega_r \frac{L_r/L_1 + K(K+\cos\alpha)}{1+2K\cos\alpha+K^2+\tau} - \omega_{is} + \frac{\omega_{ir}}{1+2\cos\alpha+K^2+\tau}\cdot\frac{L_r}{L_1},$$

wo

$$(15)\quad \tau = \frac{L_s + L_r}{L_1}$$

der Streufaktor ist, gibt.

Die hier abgeleiteten Ausdrücke sind Verallgemeinerungen der in [6] ... [8], erläuterten. Zum Unterschied vom in [7] und [8] studierten Fall ist hier der Zwischentransformator nicht mehr nötig. Um die Selbsterregung zu vermeiden sollen die Drehzahlen des Läufers und die der Steuerimpulse der im Läufer geschalteten Halbleitervorrichtungen die Beziehung (12) nicht erfüllen. Natürlich kann auch im Motorbetrieb, bei gewissen Kreisfrequenzen der Steuerimpulse die Selbsterregung erscheinen, was bei der Maschine mit mechanischem Stromwender ausgeschlossen ist. Diese Tatsache muß beim Entwurf und bei der Anfertigung von Drehstromreihenschlußmotoren mit Halbleiterstromwender im Läuferkreis im Blick gehalten werden, weil die Erscheinung von Strömen fremder Frequenz den Betrieb des Motors stört. Daraus kann sofort der Schluß das es nicht empfolen wird den gesteuerten Halbleiterstromwender im Läuferkreis (also $\omega_{ir} = 0$), sondern nur im Ständerkreis zu schalten, gezogen werden.

Die Frequenz der selbsterregten Ströme hängt linear von der Kreisfrequenz der Steuerung des im ständergeschalteten Halbleiterstromwenders ab, während der vom Läufer wenig diese Frequenz beeinflußt. Auch die technischen Probleme des Schaltens der Halbleiter im Läuferkreis sind komplizierter als die beim Schalten im Ständer, erscheinenden.

4. Der selbsterregte Drehstromgenerator

Die hier oben erläuterten Tatsachen führen zur Idee der Ausarbeitung eines selbsterregten Drehstromgenerators mit gesteuertem Halbleiterstromwender. Dieser entsteht durchs kurzschließen der Speiseklemmen der Reihenschlußmaschine. Die Last kann in Reihe oder Parallel zu den Wicklungen beider Teile der Maschine gekoppelt werden. Die Ausnützungsfragen sind ähnlich zu diesen die in [7] dargestellt sind.

Ein solcher Generator kann zur Frequenzsteuerung von Asynchronmotoren genützt werden und würde folgende Vorteile erweisen :

a) Der Wechselstrom veränderlicher Frequenz wird direkt von der mechanischen Energie des mit konstanter Drehzahl laufenden Antriebmotors erziehlt.

b) Zum Unterschied vom klassischen Halbleiterumrichter erzeugt dieser Generator nicht höhere Harmonischen die den normalen Betrieb des Speisenetzes beschädigen können.

c) Es wird eine Spannung mit im breiten Rahmen regelbarer Frequenz erziehlt, obwohl der Generator mit konstanter Drehzahl angetrieben wird.

d) Die Steuerung der Frequenz kann durch Änderung der Kreisfrequenz der Steuerimpulse ω_{is} und des Verstellwinkels α, erfolgen. Natür-

lich zum Unterschied der Änderung von ω_{is} ist die Steuerung der Frequenz durch den Verstellwinkel α, eine nichtlineare [7].

Bei diesem Generator besteht der Nachteil der Anwesenheit des Bürsten—Sleifring Systems.

5. Schlußfolgerungen

1. In diesem Aufsatz wird die Stabilität der Arbeit der Drehstromreihenschlußmaschinen mit gesteuerten Halbleiterstromwender, analysiert.

2. Es besteht die Möglichkeit der Selbsterregung der Maschine, was natürlich nicht für dessen Betrieb günstig ist.

3. Auf Grund dieser Erscheinung kann ein Drehstromgenerator mit gesteuertem Halbleitenstromwender, der die mechanische Energie in Wechselstrom veränderlicher Frequenz umwandeln soll, gebaut werden.

Eingegangen am 16. Dezember 1977

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrsthul für Elektrotechnike, elektrische Messen und Maschinen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Лутидзе Ш. И., Михевич Т. В., Тафт В. А., *Введение в динамику синхронных машин и машиннополу проводниковых систем.* Изд. Наука, М., 1973.
2. Jölten R., *Stromgespeiste Antriebe.* VDE, 1973.
3. Kelemen A., *Acţionări electrice.* EDP, Buc., 1976.
4. Bergman I., Prisăcaru A., *Maşini electrice.* Inst. polit., Iaşi, 1973.
5. Richter R., *Maşini electrice* (aus dem deutschen übersetzt). Vol. V, Ed. Tehn., Buc., 1961.
6. Michael W., *Theorie der Wechselstrommaschinen.* Verlag Teubner, Leipzig u. Berlin, 1937.
7. Bergman I., *Cu privire la posibilitatea utilizării generatorului trifazat cu colector autoexcitat la acţionarea electrică cu comandă prin frecvenţă.* Dokt. Diss., TH, Jassy, 1967.
8. Bergman I., *Über die Erscheinungsmöglichkeit der Selbsterregung einer Drehstromstromwendermaschine.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XIII (XVII), *3—4*, 391—402 (1967).

CU PRIVIRE LA FENOMENUL DE AUTOEXCITARE A MAŞINII TRIFAZATE SERIE CU COLECTOR ELECTRONIC

(Rezumat)

Pornind de la studiul stabilităţii maşinii trifazate serie cu colector electronic se propune un tip nou de generator trifazat pentru tensiuni de frecvenţă reglabilă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.313.333.021.1

L'ÉTUDE, À L'AIDE DU CALCULATEUR NUMÉRIQUE, DU FONCTIONNEMENT DU MOTEUR MONOPHASÉ DANS UN RÉGIME À DOUBLE ALIMENTATION

PAR

EMIL TEODORU et SILVIU HARGHEL

1. Introduction

Le fonctionnement du moteur monophasé dans un régime à double alimentation présente nombre de différences par rapport au moteur triphasé [7].

La présence d'un couple asynchrone négatif mène à des pendulations non-amortisées autour de la vitesse double de synchronisme. Les processus intimes qui ont lieu pendant les oscillations sont difficiles à étudier par les méthodes classiques. L'utilisation du calculateur numérique offre la possibilité de l'analyse des divers régimes de fonctionnement [4], [5] ainsi que l'analyse de l'influence des paramètres sur le fonctionnement de la machine.

L'obtention des solutions des équations de fonctionnement dans un régime de double alimentation du moteur asynchrone monophasé a permis à établir la forme des courants et du couple électromagnétique dans le processus de pendulation.

2. Les équations de fonctionnement

On considère une machine munie d'un enroulement monophasé tant sur le stator que sur le rotor (fig. 1), chaque enroulement étant alimenté avec les tensions alternatives sinusoïdales :

(1) $$u_1 = U_{1m} \sin \omega_1 t, \qquad u_2 = U_{2m} \sin \omega_1 t.$$

Si le rotor est entrainé à la vitesse $\Omega_s = 2\omega_1/p$, la conversion électromécanique de l'énergie a lieu au double de la vitesse synchrone.

L'inductance mutuelle entre l'enroulement du stator et celui du rotor dépend de l'angle réel entre les axes des deux enroulements par l'intermède de la relation :

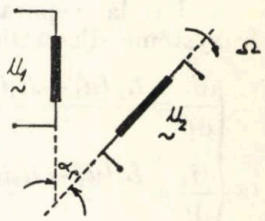


Fig. 1

(2) $$m = M \cos \alpha_r.$$

Pour le fonctionnement de la machine en régime non-saturé (les inductances L_1, L_2, M constantes) les expressions des tensions sont de la forme :

$$(3) \qquad u_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{d}{dt}(m i_2), \qquad u_2 = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{d}{dt}(m i_1),$$

où : i_1, i_2 sont les courants du stator et du rotor; R_1 et R_2—les résistances ; L_1, L_2 et M—les inductances totales du stator, du rotor et respectivement mutuelle.

Si dans le système d'équations (3) on remplace l'expression de l'inductance mutuelle (2), dans laquelle $\alpha_r = p\Omega t$, on obtient pour les tensions les expressions :

$$(4) \qquad \begin{cases} u_1 = R_1 i_1 + L_1 \dfrac{di_1}{dt} + M \cos p\Omega t \dfrac{di_2}{dt} - i_2 p\Omega M \sin p\Omega t, \\ u_2 = R_2 i_2 + L_2 \dfrac{di_2}{dt} + M \cos p\Omega t \dfrac{di_1}{dt} - i_1 p\Omega M \sin p\Omega t. \end{cases}$$

L'intégration numérique de ce système est possible si l'on attache l'équation de mouvement du rotor :

$$(5) \qquad J \frac{d\Omega}{dt} = C - C_r,$$

où : J est le moment d'inertie globale ; C — le couple électromagnétique ; C_r — le couple résistant total.

L'expression du couple électromagnétique a été déduite par dérivation de l'énergie par rapport à l'angle électrique entre les deux enroulements, considéré comme coordonnée généralisée :

$$(6) \qquad C = \frac{d}{d\alpha}(W_m)_{i=\text{const.}} = - i_1 i_2 p M \sin p\Omega t.$$

3. La résolution des équations à l'aide du calculateur numérique

Pour l'élaboration du programme, les équations (4) et (5) doivent être écrites sous la forme suivante :

$$(7) \qquad \frac{di_1}{dt} = f_1(t, i_1, i_2, \Omega), \qquad \frac{di_2}{dt} = f_2(t, i_1, i_2, \Omega), \qquad \frac{d\Omega}{dt} = f_3(t, i_1, i_2, \Omega).$$

Par la séparation des dérivées des équations (4) et (5) on obtient le systéme d'équation :

$$(8) \qquad \begin{cases} \dfrac{di_1}{dt} = \dfrac{L_2(u_1 - R_1 i_1 + i_2 p\Omega M \sin p\Omega t) - M \cos p\Omega t (u_2 - R_2 i_2 + i_1 p\Omega M \sin p\Omega t)}{L_1 L_2 - M^2 \cos^2 p\Omega t}, \\ \dfrac{di_2}{dt} = \dfrac{L_1(u_2 - R_2 i_2 + i_1 p\,\Omega M \sin p\Omega t) - M \cos p\Omega t (u_1 - R_1 i_1 + i_2 p\Omega M \sin p\Omega t)}{L_1 L_2 - M^2 \cos^2 p\Omega t}, \\ \dfrac{d\Omega}{dt} = - \dfrac{i_1 i_2 p M \sin p\Omega t - C_r}{J}. \end{cases}$$

Le programme de résolution sur calculateur a été élaboré pour l'étude du fonctionnement de la machine monophasée en régime de double alimentation à couple résistant constant, conformément à l'organigramme représentée dans la fig. 2.

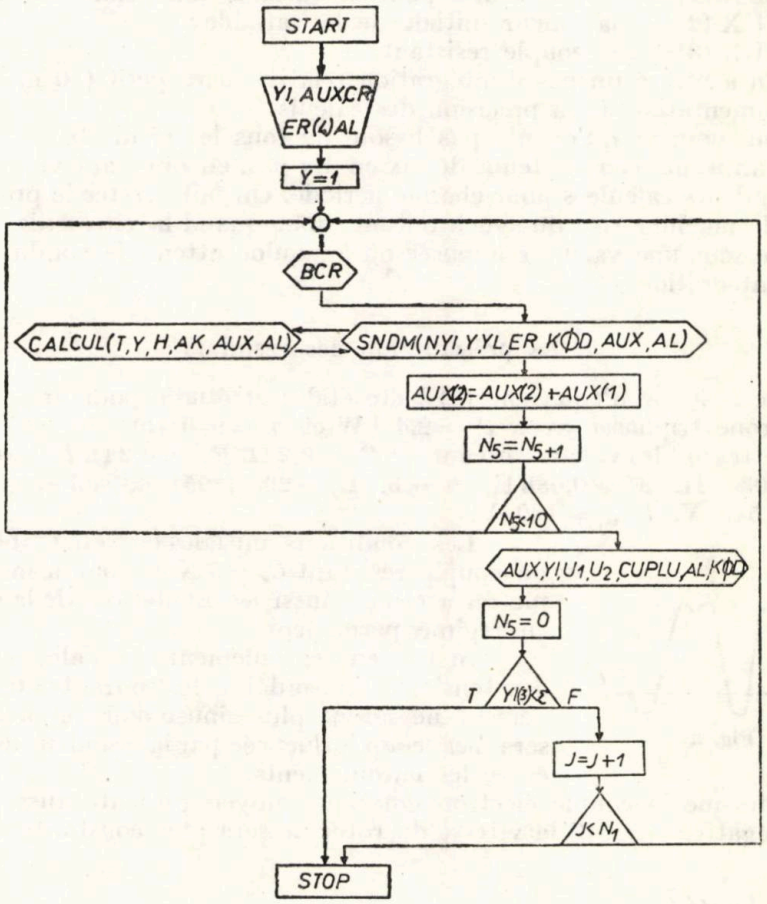


Fig. 2

D'après ce que l'on remarque, si l'on examine le programme principal, on connaît les valeurs initiales des deux courants YI (1) et YI (2), de la vitesse angulaire YI (3), du couple résistant CR et de l'angle entre les enroulements AL. Ces valeurs sont déterminées par voie expérimentale. Les notations utiliseés ont la signification ci-dessous :

BCR — un groupe d'instructions qui réalisent la manière désirée de variation du couple résistant ;

SNDN — sous-routine pour la résolution d'un système de N équations différentielles du I-er degré [3] ;

CALCUL — sous-routine dans laquelle on présente le système à résoudre (8) et on introduit les valeurs des paramètres de la machine (R_1, R_2, L_1, L_2, M, J, p) ;

AUX — vecteur de dimension 3 pour communiquer les données entre PP et SP ;

AUX (1) — le pas utilisé pour la variable indépendente ;

AUX (2) — la valeur initiale de la variable ;

AUX (3) — le couple résistant.

On a utilisé un pas d'intégration relativement petit (10 ms) en vue de l'augmentation de la précision des calculs.

Du moment qu'on n'a pas besoin de tous les résultats des calculs, on fait imprimer ceux obtenus de dix en dix pas, en obtenant vingt valeurs des grandeurs calculées pour chaque période. On fait arrêter le programme quand la machine sort du synchronisme, donc quand la vitesse de rotation diminue sous une valeur ε imposée où lorsqu'on atteint le nombre N_1 de pas d'intégration.

4. La présentation des résultats

Le système d'équations (8) a été établi et étudié pour une machine asynchrone triphasée avec $P = 2{,}4$ kW et $n = 940$ rot/min et dont les paramètres ont les valeurs suivantes : $R_1 = 3{,}2\ \Omega$, $R_2 = 0{,}2\ \Omega$, $L_1 = 0{,}318$ H, $L_2 = 0{,}038$ H, $M = 0{,}088$ H, $p = 3$, $\Omega_s = 209{,}43951$ rad/s, J = 0,03 kgm² $U_{1m} = 545$ V, $U_{2m} = 169$ V.

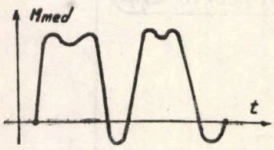


Fig. 3

Les conditions initiales ont été établies pour un couple résistant $C_r = 5$ Nm. Pour le même couple on a étudié aussi les oscillations de la machine en régime permanent.

Si les deux enroulements sont alimentés avec des tensions sinusoïdales, les courants qui les traversent ne seront plus sinusoïdaux et leur forme sera beaucoup influencée par la grandeur de l'angle entre les enroulements.

Puisque le couple électromagnétique moyen présente aussi des valeurs négatives (fig. 3) la vitesse du rotor ne sera plus constante mais elle

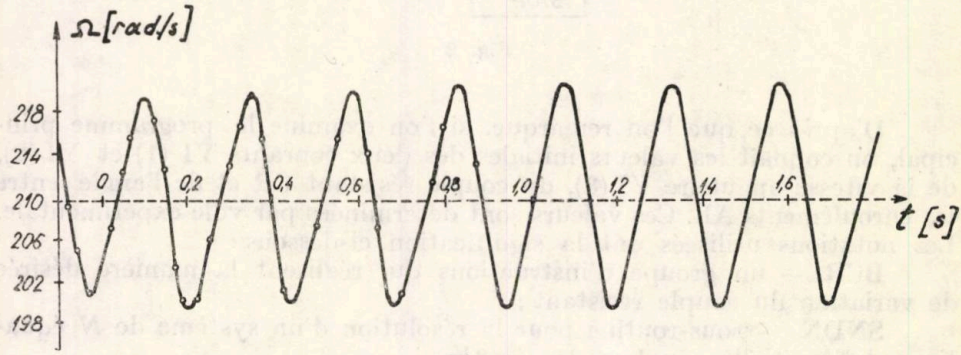


Fig. 4

oscillera autour du double de la vitesse synchrone (Ω_s), (v. la fig. 4), selon la relation :

(9) $$\Omega = \Omega_s + \Delta\Omega \sin(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Dans cette relation on peut calculer exactement autant l'amplitude de l'oscillation, $\Delta\Omega$, de même que la pulsation ω_0 qui correspond à la période d'oscillation T_0. pour n'importe quel régime de fonctionnement. Compte tenu de ces oscillations on doit modifier aussi l'angle entre les deux enroulements autour d'une valeur moyenne qui correspond à un certain couple résistant :

(10) $$\alpha = \alpha_s - \Delta\alpha \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

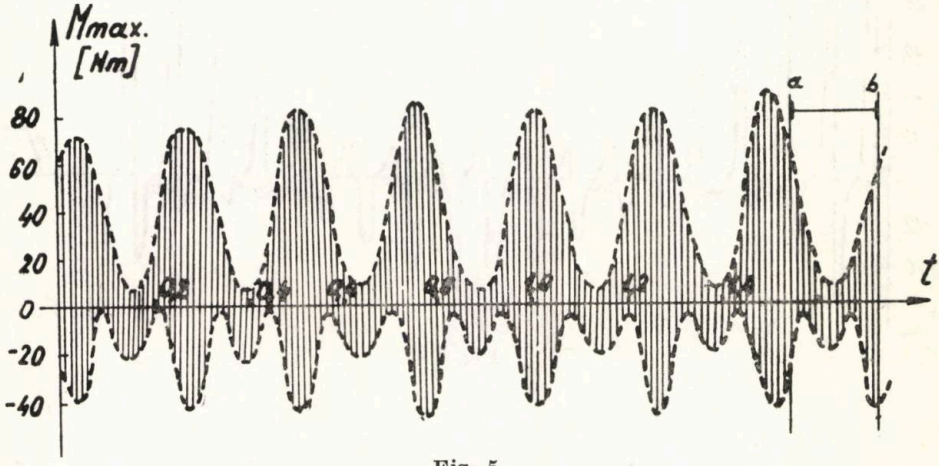


Fig. 5

Les oscillations de la vitesse mènent à une modulation du couple électromagnétique (fig. 5) et du courant (fig. 6) avec la période T_0. On

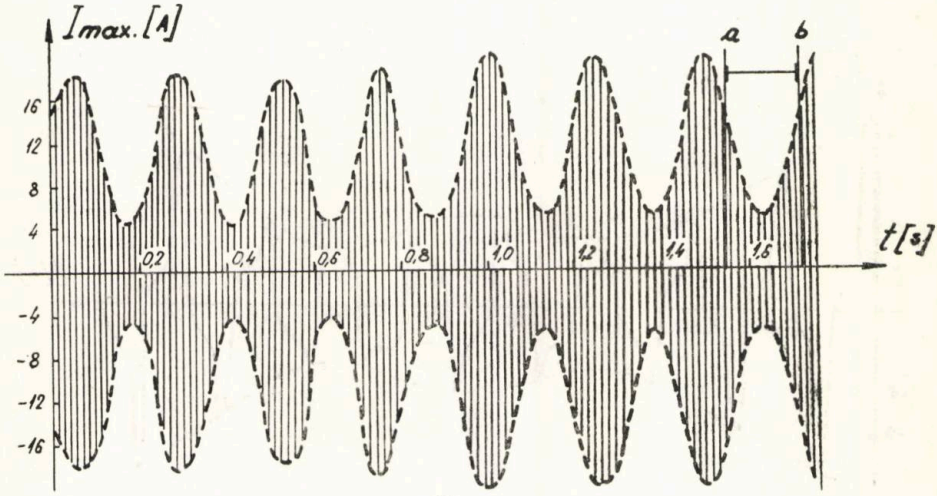


Fig. 6

observe que les amplitudes du couple électromagnétique négatif sont modulées d'après une onde de fréquence double.

Dans les fig. 7 et 8 on répresente à une échelle adéquate la zone *a-b* marquée, dans les fig. 5 et 6, pour le couple électromagnétique instantané

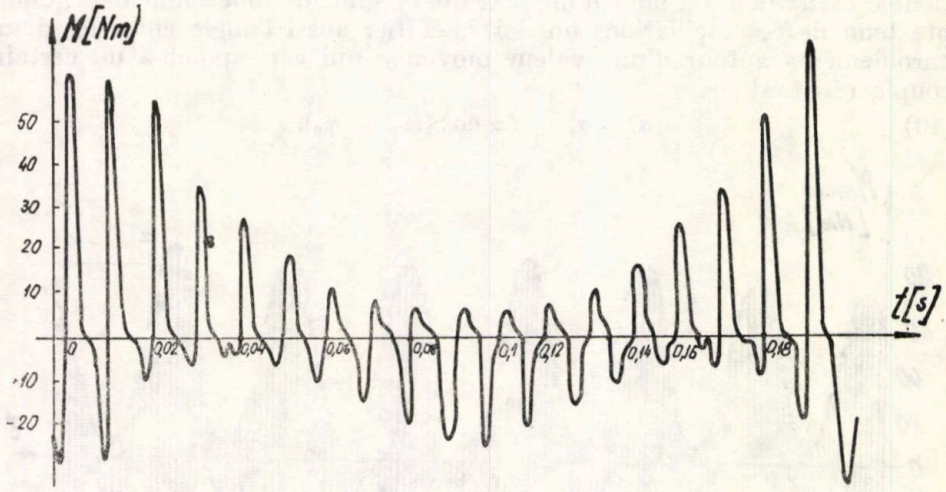


Fig. 7

et le courant de l'enroulement du stator. Le couple instantané a une fréquence double par rapport à celle de la tension d'alimentation. Les harmoniques supérieures des courants et du couple modifient leurs déphasages en fonction de la valeur moyenne du couple.

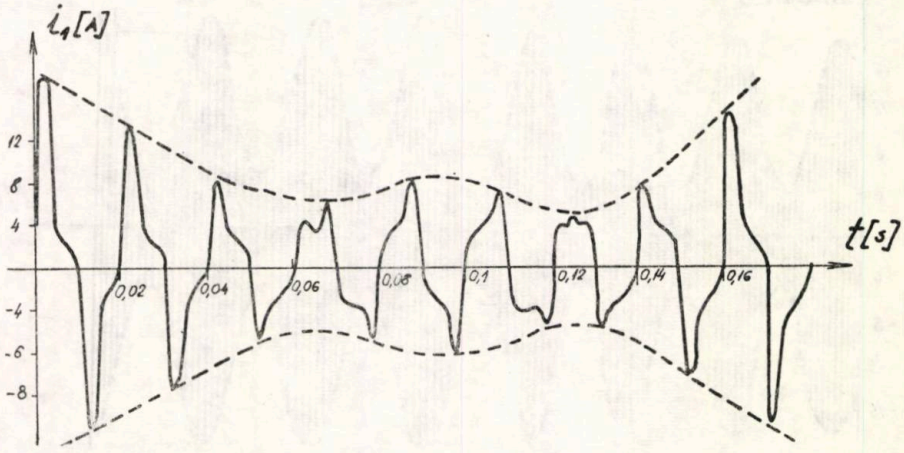


Fig. 8

5. Conclusions

1. La programmation des équations sur calculateur rend possible l'étude du fonctionnement du moteur monophasé à double alimentation tant dans le régime permanent que dans le régime transitoire.

2. On peut déterminer avec exactitude la période d'oscillation pour divers régimes de fonctionnement de même que le moyen de variation des différentes grandeurs, à savoir : courants, vitesse angulaire, couple.

3. La résolution des équations sur calculateur permet l'étude des influences exercées par les divers paramètres sur la stabilité dans le fonctionnement.

4. On met en évidence la dépendence des déphasages des harmoniques du courant et du couple en fonction du signe du couple électromagnétique moyen (négatif ou positif).

5. Si l'on impose une certain diagramme de variation dans le temps du couple résistant, on peut déterminer toute les grandeurs dans n'importe quel moment.

Reçue le 8 mars 1978

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures et Machines électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Bergman I., Thirer N., *Cu privire la optimizarea parametrilor schemei echivalente a motoarelor asincrone de acţionare a războaielor de ţesut, cu ajutorul calculatorului numeric.* Electrotehnica, 24, 7 (1976)
2. Bird B. M., Burbridge R. F., *Analysis of Doubly Fed Slip-Ring Machine.* Proc. I.E.E., 113, 6 (1966).
3. Harghel S., Thirer N., Teodoru E., *Utilizarea calculatorului la studiul funcţionării motorului cu repulsie cu comutare statică.* XII-ème sesion jubiliaire I.C.P.E., Buc., 1976.
4. Slater R. D., Wood H. S., *Digital Computation of Induction Motor Transient Torque Patterns.* Proc. I.E.E, 113, 5 (1966).
5. Сиунов Н. С., Юшманов И., *Об устойчивости работы двигателя двойного питания.* ВУЗ Электромеханика, 3 (1960).
6. Şerban Gh., Filipiuc I., Corlăţeanu V., *Stabilirea unui parametru de referinţă la maşina cu dublă alimentare şi metoda de măsurare a acestuia.* Bul. Inst. polit. Iaşi, VIII (XII), 1—2 (1958).
7. Teodoru E., Simion Al., Harghel S., *Betrachtungen über den Betrieb des Doppelgespeisten Einphasen Asynchronomotors.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XX (XXIV), 3—4, s. III (1975).

STUDIUL, CU AJUTORUL CALCULATORULUI NUMERIC, AL FUNCŢIONĂRII MOTORULUI MONOFAZAT ÎN REGIM DE DUBLĂ ALIMENTARE

(Rezumat)

Se scriu ecuaţiile motorului monofazat în regimul de funcţionare de dublă alimentare. Rezolvarea ecuaţiilor se efectuează cu ajutorul calculatorului numeric prin utilizarea unui program bazat pe metoda Merson de rezolvare a sistemelor de ecuaţii diferenţiale de ordinul I. Soluţiile sistemului permit obţinerea modului de variaţie a vitezei, curenţilor şi cuplului electromagnetic în regim permanent, pentru un cuplu rezistent constant.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 538.244.2

L'ÉTUDE DU RÉGIME DE RETOUR DES ÉLECTRO-AIMANTS DE COURANT CONTINU

PAR

EUGEN HNATIUC

1. Introduction

Les électro-aimants de courant continu ont la particularité d'avoir un fonctionnement „lent". L'amélioration des performances de leur régime dynamique se refère soit seulement à „l'actionnement", soit seulement au „retour", soit à un cycle de fonctionnement (actionnement — retour).

Dans cette Note on se propose donc à analyser le comportement des électro-aimants de courant continu au retour, afin de permettre, y compris les résultats obtenus dans les travaux [2], [3], une appréciation globale de leur fonctionnement, en régime dynamique. Tout comme à l'actionnement, on peut considérer que le retour de l'armature mobile des électro-aimants se réalise en trois étapes :

a) le régime transitoire de décroissance de la valeur du courant qui parcourt la bobine de l'électro-aimant, l'armature mobile en restant en position fermée ;

b) le régime transitoire de déplacement de l'armature mobile de l'électro-aimant jusqu'à la position qui correspond à la valeur maximum de l'entrefer ;

c) la stabilisation du régime permanent dans le circuit électrique équivalent à l'électro-aimant dont l'armature mobile reste en position „ouverte" et avec la source d'alimentation interrompue.

2. Détermination de l'expression de la caractéristique dinamique $i(t)$ d'un électro-aimant de courant continu au retour

On considère un électro-aimant ayant le schéma représenté dans la fig. 1, pour lequel la dépendance de la valeur de l'inductance L en fonction de la valeur de l'entrefer est représentée par la courbe de la fig. 2. Le schéma électrique équivalent de l'électro-aimant est donné dans la fig. 3.

L'équation différentielle qui caractérise le comportement de ce circuit, à l'interruption de la source d'alimentation de la bobine, est :

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} + Ri(t) = 0 \quad \text{avec} \quad \varphi(t) = L(t)\, i(t), \tag{1}$$

où $\varphi(t)$ représente le flux magnétique total qui parcourt le circuit magnétique de l'électro-aimant, R — la résistance électrique de la bobine et $i(t)$ — le courant.

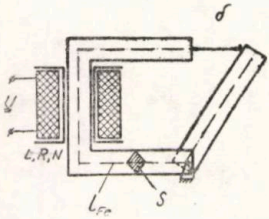


Fig. 1

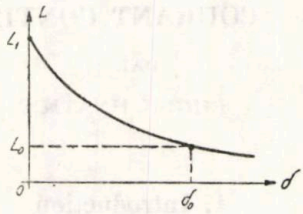


Fig. 2

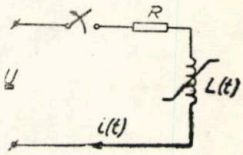


Fig. 3

La solution de cette équation différentielle, dans le cas qui correspond à la première étape du fonctionnement de l'électro-aimant au retour, est de la forme :

$$i_1(t) = Ae^{-t/T_1}, \tag{2}$$

où A est une constante d'integration, $T_1 = L_1/R$ — la constante de temps du circuit électrique, L_1 — la valeur (constante) de l'inductance de la bobine de l'électro-aimant qui correspond à la position „fermée" de l'armature mobile.

En imposant la condition initiale :

$$i_1(0+) = I = \frac{U}{R}, \tag{3}$$

l'expression (2) du courant devient :

$$i_1(t) = Ie^{-t_p/T_1}, \tag{4}$$

ou :

$$i_1^*(t) = e^{-t/T_1}, \tag{4'}$$

avec $i_1^* = i_1(t)/I$.

L'évolution du courant $i_1(t)$ découle, conforme à la relation (4), jusqu'à l'instant t_p où sa valeur devient égale à celle du courant de „démarrage" de l'armature mobile :

$$i_1(t_p) = i_{1p} = kI = I(1 - e^{-t/T_1}), \; k < 1, \tag{5}$$

et puis commence le déplacement de celle-ci.

L'expression du temps de démarrage t_p, déduite à l'aide de la relation (5), est :

$$t_p = T_1 \ln\left(\frac{1}{k}\right). \tag{6}$$

Tenant compte que les électro-aimants de courant continu fonctionnent à une induction magnétique du noyau ayant la valeur 1,1 ... 1,5 T, donc dans le domaine de saturation, l'inductance L_1 de la bobine de l'électro-aimant n'est pas en réalité une constante pendant la durée de la première étape de fonctionnement de celle-ci (quand l'armature mobile reste fixe en position actionnée), mais peut s'exprimer à l'aide d'une relation de la forme [1], [4] :

$$L_1(i_1) = a - bi_1^2. \tag{7}$$

Les valeurs des constantes a et b se déterminent en considérant deux points de la courbe $L_1(i)$, correspondants au courant nominal I, quand l'inductance de la bobine prend la valeur :

$$L_s = \alpha L_1, \ \alpha < 1, \tag{8}$$

respectivement au courant du démarrage $i_{1p} = kI$, quand l'inductance de la bobine prend la valeur maximum L_1 Dans ces conditions la relation (7) devient :

$$L_1(i_1) = L_1\left[\frac{1-\alpha k^2}{1-k^2} - \frac{1-\alpha}{(1-k^2)\,I^2}\, i_1^2\right], \tag{9}$$

ou, en grandeurs rapportées :

$$L_1(i_1^*) = L_1\left(\frac{1-\alpha k^2}{1-k^2} - \frac{1-\alpha}{1-k^2}\, i_1^{*2}\right). \tag{10}$$

L'équation (1), qui décrit le comportement du circuit dans ce cas, écrite en grandeurs rapportées, est :

$$\frac{\mathrm{d}i_1^*}{\mathrm{d}t}\left[\frac{1-\alpha k^2}{1-k^2} - \frac{3(1-\alpha)}{1-k^2}\, i_1^{*2}\right] + \frac{1}{T_1}\, i_1^* = 0, \tag{11}$$

dont la solution, vu la condition initiale (3), est :

$$t = T_1\left[\frac{1-\alpha k^2}{1-k^2}\ln\frac{1}{i_1^*} - \frac{3}{2}\cdot\frac{1-\alpha}{1-k^2}\,(1 - i_1^{*2})\right]. \tag{12}$$

L'expression du temps de démarrage, t_p, dans ce cas, lorsque $i_1(t) = i_{1p} = k$, est :

$$t_p' = T_1\left[\frac{1-\alpha k^2}{1-k^2}\ln\frac{1}{k} - \frac{3}{2}(1-\alpha)\right] \tag{13}$$

et a des valeurs plus petites que celles calculées à l'aide de la relation (6). Ainsi, pour une valeur $k = 0{,}7$, conformément à la relation (6), le temps de démarrage $t_p = 0{,}35668\ T_1$, mais pour différentes valeurs de α et pour la même valeur $k = 0{,}7$, conformément à la relation (13) les valeurs t_p' sont celles indiquées dans le tableau 1.

Tableau 1

α	0,8	0,85	0,88	0,9	0,95
t'_p	$0{,}125\,T_1$	$0{,}183\,T_1$	$0{,}218\,T_1$	$0{,}241\,T_1$	$0{,}298\,T_1$

Pour la valeur $i_{1p} = kI$ du courant, la force d'attraction de l'électro-aimant devient comparable à la force résistante totale. On peut alors considérer qu'on commence le déplacement de l'armature mobile de ce dernier, pendant une durée dont la valeur de l'entrefer $\delta(t)$ peut être calculée avec la relation [3] :

$$\delta(t) = \frac{1}{2}\,at^2, \tag{14}$$

où a est une accélération constante de déplacement de l'armature mobile et t représente le temps, considéré à partir du moment où commence le mouvement.

Tenant compte de la valeur finale, maximum, δ_0, de l'entrefer, le temps t_m de mouvement de l'armature mobile est :

$$t_m = \sqrt{\frac{2\delta_0}{a}}\,. \tag{15}$$

Il en résulte (v. la relation (14), que la modification en fonction du temps de l'inductance de la bobine de l'électro-aimant pendant la durée du déplacement de son armature mobile peut s'exprimer par la relation :

$$L_2(t) = \frac{N^2\mu_0\mu_{Fe}S}{l_{Fe}\mu_0 + \delta(t)\mu_{Fe}} = \frac{L'}{1 + a't^2}\,, \tag{16}$$

dans laquelle on a utilisé les notations suivantes :

$$L' = \frac{U^2\mu_{Fe}S}{l_{Fe}}\,, \qquad a' = \frac{a\mu_{Fe}}{2l_{Fe}\mu_0}\,, \tag{17}$$

où : N représente le nombre de spires de la bobine, μ_0 et μ_{Fe} — la perméabilité magnétique de l'air respectivement du noyau magnétique, dont la section transversale est S et la longueur moyenne est l_{Fe}.

L'équation (1), qui décrit le comportement du circuit de la fig. 3 pendant le déplacement de l'armature mobile, s'écrit sous la forme :

$$\frac{di_2}{dt} + \left(\frac{1 + a't^2}{T_1} - \frac{2a't}{1 + a't^2}\right) i_2 = 0\,, \tag{18}$$

où en grandeurs rapportées :

$$\frac{di_2^*}{dt} + \left(\frac{1 + a't^2}{T_1} - \frac{2a't}{1 + a't^2}\right) i_2^* = 0. \tag{19}$$

Maintenant, en imposant la condition initiale :

(20) $$i_2(0+) = i_{1p} = kI \text{ ou } i_2^*(0+) = k,$$

la solution de cette équation différentielle, en grandeurs rapportées, est de la forme :

(21) $$i_2^*(t) = k\,(1 + a't^2)\,e^{-t/T_1}\,e^{-a't^3/3T_1}.$$

La valeur du courant $i_2(t)$ qui circule dans les spires de la bobine de l'électro-aimant à la fin du retour de l'armature mobile ($t = t_m$), est :

(22) $$i_2(t_m) = k e^{-\frac{\sqrt{2\delta_0/a}}{T_1}} e^{-\frac{a'(\sqrt{2\delta_0/a})^3}{3T_1}} \frac{l_{Fe} + (\mu_{Fe}/\mu_0)\delta_0}{l_{Fe}} \approx mke^{-\frac{\sqrt{2\delta_0/a}}{T_1}} e^{-\frac{a'(\sqrt{2\delta_0/a})^3}{3T_1}},$$

où :

(23) $$m = \frac{L_1}{L_0} > 1$$

représente le rapport entre les valeurs de l'inductance de la bobine de l'électro-aimant qui correspondent à la valeur minimum (nulle) et respectivement maximum (δ_0) de l'entrefer. La représentation grafique de la fonction $i_2(t)$ (fig. 4) met en évidence un maximum de celle-ci, suivi d'une diminution de la valeur du courant jousqu'à $i_2(t_m)$, qui peut être calculée à l'aide de la relation (22).

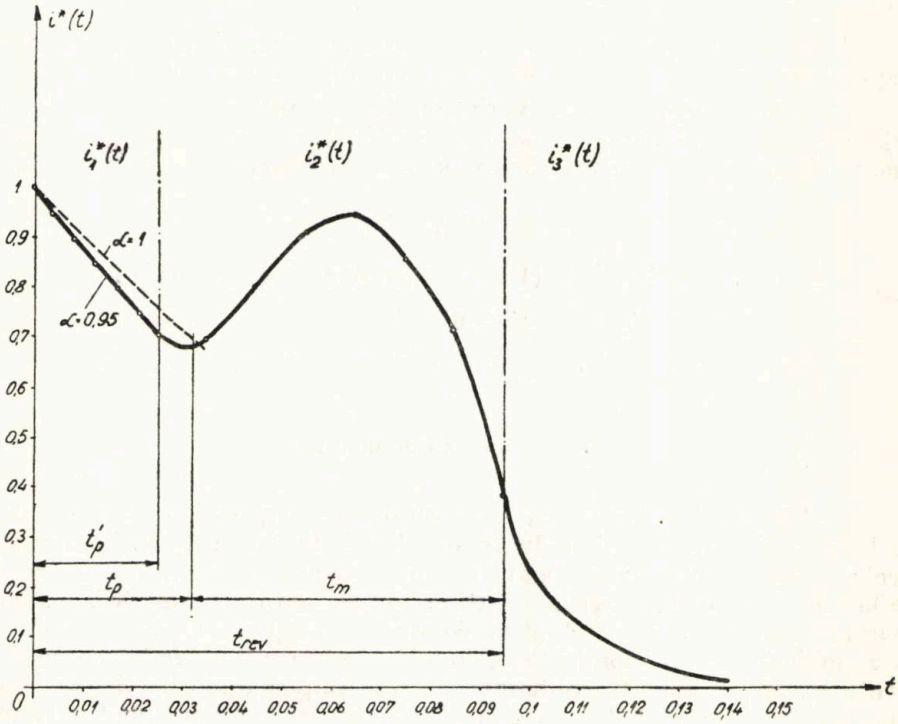


Fig. 4

Le temps du retour de l'armature mobile de l'électro-aimant dans la position „ouverte", (durée du régime transitoire mécanique), à l'interruption de la source d'alimentation de sa bobine, peut se calculer à l'aide de la relation :

$$t_r = t_p + t_m, \quad t_r = t'_p + t_m. \tag{24}$$

Il s'ensuit la troisième étape du régime dynamique de retour pour l'électro-aimant considéré, pendant laquelle l'armature mobile reste fixe, en position „ouverte", et l'inductance de sa bobine est constante, de valeur L_0. L'équation en grandeurs rapportées, qui décrit le comportement du circuit pendant cette étape, vu la relation (1), est :

$$\frac{\mathrm{d}i_3^*}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{T_0} i_3^* = 0, \tag{25}$$

avec $T_0 = L_0/R$.

Imposant la condition initiale :

$$i_3^*(0+) = i_2^*(t_m) \tag{26}$$

et considérant la relation (22), l'expression finale du courant rapporté devient :

$$i_3(t) \approx mk e^{-\frac{\sqrt{2\delta_0/a}}{T_1}} e^{-\frac{a'(\sqrt{2\delta_0/a})^3}{3T_1}} e^{-\frac{t}{T_0}}. \tag{27}$$

Après un temps $t \geqslant t_r + 4T_0$ on peut considérer que le régime électrique transitoire est fini, la valeur du courant $i(t)$ en s'anullant.

On peut affirmer que la variation du courant en fonction du temps, $i(t)$, qui correspond au régime dynamique de retour, dans le cas d'un électro-aimant de courant continu, est donnée par la relation :

$$i^*(t) = \begin{cases} e^{-t/T_1} & \text{pour } t \in [0, t_p]; \\ ke^{-t/T_1} e^{-a't^3/3T_1}(1 + a't^2) & \text{pour } t \in [t_p, t_p + t_m]; \\ mke^{-\frac{\sqrt{2\delta_0/a}}{T_1}} e^{-\frac{a'(\sqrt{2\delta_0/a})^3}{T_1}} e^{-t/T_0} & \text{pour } t \in [t_p + t_m, +\infty). \end{cases} \tag{28}$$

3. Conclusions

1. Dans cette Note, en proposant une expression approximative de la variation en fonction du temps de l'inductance de la bobine d'un électro-aimant de courant continu, on a deduit l'expression analytique de la fonction qui décrit la modification en fonction du temps de la valeur du courant rapporté, $i^*(t)$, pendant le régime dynamique, de retour, de l'armature mobile en sa position initiale, lors de l'interruption de la source d'alimentation. Les résultats obtenus ont une importance particulière pour une appréciation globale, au cours d'un cycle (actionnement — retour), du comportement des électro-aimants de courant continu, permettant

une évaluation ultérieure de la force d'attraction développée par l'électro-aimant en régime dynamique.

2. On met en évidence l'influence exercée par la saturation sur le temps de démarrage, t_p, de l'armature mobile vers son décroissement, d'autant plus pronnoncé que le rapport α est plus petit.

3. On définit une constante magnéto-mécanique a' (v. relation (17_2)) qui indique l'interdépendance des paramètres magnétiques et mécaniques et caractérise l'influence exercée sur le comportement des électro-aimants de courant continu pendant leur régime dynamique.

4. On met en évidence les facteurs qui influencent la caractéristique dynamique $i(t)$ des électro-aimants de courant continu, une discussion de leurs influences étant ainsi possible.

5. On confirme l'allure de la courbe $i(t)$ de variation du courant qui circule dans les spires de la bobine des électro-aimants de courant continu au cours du régime de retour, obtenue par d'autres auteurs par voie expérimentale, [3], [5].

Reçue le 30 juin 1978

Institut Politechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973.
2. Hnatiuc E., *Contribuţii la studiul regimului dinamic al electromagnetului de curent continuu.* Vol. Trav. I.C.P.E., Buc., 4—6 nov., 1976.
3. Агаронянц Р.А., *Динамика, синтез и расчёт электромагнитов.* Изд. „Наука", М., 1967.
4. Бессонов Л.А., *Нелинейные электрические цепи.* Изд. „Высшая Школа", М.,1977.
5. Буль Б.К., *Основы теории электрических аппаратов.* Изд. „Высшая Школа", М., 1970.

REGIMUL DINAMIC DE REVENIRE AL ELECTROMAGNEŢILOR DE CURENT CONTINUU

(Rezumat)

Propunînd o aproximare adecvată a variaţiei în timp a inductanţei bobinei electromagnetului de curent continuu pe durata regimului tranzitoriu de revenire a armăturii sale mobile în poziţia corespunzătoare întrefierului maxim, se obţine expresia analitică a funcţiei care descrie modificarea în timp a curentului ce parcurge spirele bobinei.

Se obţin de asemenea concluzii cu privire la influenţa saturaţiei miezului magnetic asupra timpului de revenire, la electromagneţii de curent continuu.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.391 : 51

BETRACHTUNGEN ÜBER DIE OPTIMISIERUNG DER HUFFMANSCHEN DUALVERSCHLÜSSELUNG

VON

VALERIU MUNTEANU and M. LUCANU

1. Einleitung

Im Falle der Huffmanschen Dualverschlüsselung [1] ergibt sich eine Anzahl von 2^{N-1} äquivalenten Kodes (ein Teil von ihnen ist identisch) für eine Quelle mit N Symbolen.

In vorliegender Arbeit wird beabsichtigt, ein Verfahren aufzufinden, mit dessen Hilfe von den 2^{N-1} Möglichkeiten einesteils jene Kodes bestimmt werden sollen, welche die maximale Information für die Symbole des Kodes im Falle der störungsfreien Kanäle bieten, und andernteils die Kodes mit Höchstredundanz im Falle der Kanäle mit Störungen.

Es sei eine von der Nachrichtenmenge:

$$[S] = [s_1, s_2, \ldots, s_N], \tag{1}$$

gekennzeichnete Quelle ohne Speicher, mit kontrollierbarem Durchsatz und mit den Wahrscheinlichkeiten:

$$[P] = [p(s_1), p(s_2) \ldots, p(s_N)]. \tag{2}$$

Die Wörter des Kodes seien:

$$[C] = [c_1, c_2, \ldots, c_N], \tag{3}$$

die mit derselben Wahrscheinlichkeit auftreten wie die Nachrichten der Quelle.

Die Längen der Kodewörter sind:

$$[L] = [l_1, l_2, \ldots, l_N], \tag{4}$$

wo l_i gleich ist mit der Buchstabenanzahl aus dem Kodealphabet, die das Wort c_i bilden (angenommen, daß die Buchstaben von derselben Dauer sind $\tau = 1$).

Das Kodealphabet ist:

$$[X] = [x_1, x_2, \ldots, x_D], \tag{5}$$

und besitzt die Wahrscheinlichkeiten:

$$[P_x] = [p(x_1), p(x_2), \ldots, p(x_D)]. \tag{6}$$

Der Mittelwert der Information je Buchstabe (Symbol) aus dem Kodealphabet $[X]$ ist:

$$H(X) = -\sum_{i=1}^{D} p(x_i) \log p\,(x_i). \tag{7}$$

Die Information je Wort ist:

$$i_{c_i} = -\log p\,(s_i). \tag{8}$$

In diesen Notierungen wird die Länge des Wortes c_i vom Verhältnis zwischen der Information je Wort und dem Mittelwert der Information je Symbol angegeben, und zwar:

$$l_i = -\frac{\log\, p(s_i)}{H\,(X)}. \tag{9}$$

Wird die Gleichheit (9) mit $p(s_i)$ multipliziert und werden alle Indexe i summiert, so erhält man:

$$\sum_{i=1}^{N} p(s_i)\, l_i = -\frac{\sum_{i=1}^{N} \log p(s_i)\, p(s_i)}{H(X)}. \tag{10}$$

Da l_i eine diskrete Zufallsvariable mit Verteilung ist:

$$l_i : \begin{pmatrix} l_1, & l_2, \ldots, & l_N \\ p(s_1), & p(s_2), \ldots, & p(s_N) \end{pmatrix}, \tag{11}$$

geht hervor, daß die Gleichheit (10) gerade die Mittellänge der Kodewörter $\overline{l}$ darstellt.

Daraus ergibt sich, daß man die Gleichheit (10) noch folgendermaßen schreiben kann:

$$\overline{l} = \sum_{i=1}^{N} p(s_i)\, l_i = \frac{H(S)}{H(X)}, \tag{12}$$

wo $H(S)$ die Entropie der Quelle $[S]$ ist.

Verwendet man einen Dualkode und notiert mit l_{i0} und l_{i1} die Anzahl der Nullen, bzw. die in der Struktur des Kodewortes c_i gebrauchte Anzahl von Einheiten, dann kann die Beziehung (12) noch geschrieben werden:

$$\overline{l} = \sum_{i=1}^{N} p(s_i)\,(l_{i0} + l_{i1}) = \sum_{i=1}^{N} p(s_i)\, l_{i0} + \sum_{i=1}^{N} p(s_i)\, l_{i1}. \tag{13}$$

Die Gebrauchswahrscheinlichkeit der Nullen p_0 und der Einheiten p_1 wird dann von den Beziehungen:

$$p_0 = \frac{\sum_{i=1}^{N} p\,(s_i)\, l_{i0}}{\overline{l}}, \tag{14}$$

$$p_1 = \frac{\sum_{i=1}^{N} p\,(s_i)\, l_{i1}}{\overline{l}} \tag{14'}$$

angegeben.

2. Die optimale Verschlüsselung im Falle der störungsfreien Kanäle

Wird die Verschlüsselung der Quellensymbole einer nach dem anderen vorgenommen, tritt das Problem der Erarbeitung einer Verschlüsselungsmethode auf, die für jedwelche Verteilung der Quellennachrichten eine optimale Verschlüsselung bietet, d.h. es soll keine andere Verschlüsselungsweise gefunden werden (die Quellensymbole einzeln genommen), die wirksamer sein könnte.

In diesem Falle haben die erhaltenen Kodewörter die geringste Länge im Verhältnis zu den Längen, welche man durch andere Verschlüsselungsverfahren erzielen würde, also ist die Verschlüsselung kompakt.

Ein allgemeines Verfahren von kompakter Verschlüsselung wurde von Huffman [1] ausgearbeitet. Mit Hilfe dieses Verfahrens gelangt man zur beschränkten Quelle :

$$[R_m] = [\, r_m, r_{m-1} \,], \tag{15}$$

so daß sich die Wahrscheinlichkeiten $p(r_m)$ und $p(r_{m-1})$ möglichst stark nähern, und r_m und r_{m-1}, ihrerseits jede in je zwei möglichst nahe Wahrscheinlichkeiten geteilt werden können, und so weiter bis man Mengen mit einem einzigen Element erreicht : $s_1, s_2, ,..., s_N$.

Die jeder Nachricht entsprechenden Kodewörter erzielt man folgenderweise : a) der Menge r_m wird das Symbol 0 zugewiesen, b) der Menge r_{m-1} wird das Symbol 1 zugewiesen, c) jeder Zweiteilung wird das Symbol 0 oder 1 zugewiesen und die Operation wird fortgesetzt bis man zu einer ein einziges Element enthaltenden Menge gelangt : s_k, $(k = 1, 2,..., N.)$

Aus dem vorangegangenen geht hervor, daß die Bildung des der Nachricht s_k entsprechenden Kodewortes nicht einzig ist, da bei jeder Zweiteilung die Zuweisung der Symbole 0 und 1 beliebig ist.

Wird der Menge r_m das Symbol 0 und der Menge r_{m-1} das Symbol 1 zugewiesen für eine Quelle $[S]$ mit N Symbolen, dann sind

$$m = N - 2 \tag{16}$$

Gruppierungen möglich.

Demnach folgt, daß sich in den erwähnten Hypothesen noch eine Anzahl von 2^{N-2} äquivalenten Kodes ergibt, für welche die gleiche Mittellänge der Kodewörter erhalten wird.

Weist man der Menge r_m das Symbol 1 und der Menge r_{m-1} das Symbol 0 zu, für dieselbe Quelle $[S]$ mit N Symbolen, dann werden noch 2^{N-2} äquivalente Kodes hervorgehen.

Schlußfolgernd kann man sagen, daß durch das Huffmansche Verschlüsselungsverfahren noch eine Anzahl von 2^{N-1} äquivalenten Kodes auftritt (ein Teil von ihnen ist identisch), für welche man die gleiche Mittellänge der Kodewörter erhält.

Für jeden erzielten Kode können die Gebrauchswahrscheinlichkeiten der Symbole 0 und 1 mittels der Beziehungen (14), bzw. (14′) berechnet werden.

Wird eine Folge von n Symbolen empfangen, wo n genügend groß ist, wenn man annimmt, daß die Quelle ohne Speicher und ergodisch ist, dann ergibt sich für die Erscheinungswahrscheinlichkeit einer aus

Symbolen gebildeten typischen Reihe :

(17) $$p_n = p_0^{n_0} p_1^{n_1},$$

(18) $$n = n_0 + n_1, \quad n_0 = np_0, \quad n_1 = np_1.$$

Die Zahl der typischen, aus n Symbolen gebildeten Reihen ist :

(19) $$N_n = \frac{1}{p_n} = p_0^{-np_0} p_1^{-np_1}.$$

Durch Berechnug des Extremums der Zahl N_n geht hervor, daß deren Höchstwert, also die Höchstzahl von typischen Reihen, dann erzielt wird, wenn :

(20) $$p_0 = p_1 = \frac{1}{2},$$

und man erhält :

(21) $$(N_n)_{\max} = 2^n.$$

Da die Quelle als ergodisch vorausgesetzt wird, hat jede Folge von n Symbolen (mit X_n notiert) dieselbe Wahrscheinlichkeit p_n.

Die durch den Empfang von X_n erhaltene Information ist dieselbe für jedwelche Folge von n Symbolen und hat den Wert :

(22) $$I(X_n) = -\log p(X_n) = -\log p_n.$$

Ersetzt man die Beziehung (17) in der Beziehung (22) und zieht man (18) in Betracht, so ergibt sich :

(23) $$I(X_n) = -n \sum_{i=0}^{1} p_i \log p_i.$$

Die mittlere Information je Symbol, angenommen, daß $p_0 = p_1$, wird maximal und gleich mit einem Bit.

Deshalb erscheint das Problem, ein Wahlverfahren aus den 2^{N-1} Möglichkeiten der H u f f m a nschen Verschlüsselung für eine Quelle (1) zu erarbeiten, so daß die Gebrauchswahrscheinlichkeiten der Symbole 0 und 1 möglichst nahe voneinander, angrenzend, sogar gleich seien, dort wo es möglich ist, damit sich außer dem von der H u f f m a nschen Verschlüsselung gebotenen Vorteil, eine minimale Mittellänge der Kodewörter zu erzielen, auch der Vorteil ergebe, eine maximale Mittelinformation je Symbole des Dualkodes zu erhalten.

Bevor man das Wahlverfahren zeigt, wird die Bemerkung gemacht, daß beim H u f f m a nschen Verschlüsselungsverfahren im Falle der Zuweisung des Symbols 1 der Menge r_m und des Symbols 0 der Menge r_{m-1} bei allen 2^{N-2} Möglichkeiten Gebrauchswahrscheinlichkeiten für 0 und 1 erzielt werden, welche gleich sind mit den Gebrauchswahrscheinlichkeiten

von 1, bzw. 0 aus den 2^{N-1} Möglichkeiten, die sich ergeben würden, wenn man anfangs der Menge r_m das Symbol 0 und der Menge r_{m-1} das Symbol 1 zuweisen würde.

Daraus folgt, daß die Zuweisung von 0 oder 1 der Menge r_m willkürlich ist.

Zur Festigung der Anschauungen setzen wir voraus, daß der Menge r_{m-1} mit der Wahrscheinlichkeit $p(r_{m-1})$ das Symbol 0 zugewiesen wird und daß diese Menge von der Menge r_k mit der Wahrscheinlichkeit $p(r_k)$ und der Menge r_{k-1} mit der Wahrscheinlichkeit $p(r_{k-1})$ bestimmt wird. Gemäß der H u f f m a nschen Verschlüsselung wird 0 auf die beiden Mengen r_k, bzw. r_{k-1} übertragen und das Anfangssymbol 0 mit 0 oder 1 ergänzt. Da $p(r_k) \geqslant p(r_{k-1})$ und $p(r_m) \geqslant p(r_{m-1})$, wobei die Mengen den nichtanwachsenden Wahrscheinlichkeiten nach angeordnet sind, berechnet man die Gebrauchswahrscheinlichkeiten von 0 und 1, wenn die Übertragung des Symbols 0 von der Menge r_{m-1} vor der Ergänzung mit 0 oder 1 durchgeführt wurde.

Demnach ist die Gebrauchswahrscheinlichkeit von 0 :

$$p_0^{(m)} = p(r_{m-1}) + p(r_k) + p(r_{k-1}). \tag{24}$$

Die Gebrauchswahrscheinlichkeit von 1 ist :

$$p_1^{(m)} = p(r_m). \tag{25}$$

Wenn

$$p_0^{(m)} > p_1^{(m)}, \tag{26}$$

dann fügt man für die Menge r_k zum Anfangssymbol 0 das Symbol 1 hinzu und bei der Menge r_{k-1} zum Anfangssymbol 0 das Symbol 0, da sich die Gebrauchswahrscheinlichkeiten von 0 und 1, was den Wert betrifft, nur so annähern.

Wenn

$$p_0^{(m)} < p_1^{(m)}, \tag{27}$$

dann geschieht die Zuweisung der Symbole 0 und 1 umgekehrt, also zur Menge r_k das Symbol 0 und zur Menge r_{k-1} das Symbol 1. Das Verfahren wird fortgesetzt, bis man zu einer Menge mit einem einzigen Element gelangt.

Da für jede von den 2^{N-2} Gruppierungen möglichst nahe Gebrauchswahrscheinlichkeiten von 0 und 1 erzielt werden, ergibt sich, daß im ganzen die allernächsten Gebrauchswahrscheinlichkeiten von 0 und 1 hervorgehen.

B e i s p i e l 1

Es sei eine Quelle mit der Verteilung

$$S: \begin{pmatrix} s_1; & s_2; & s_3; & s_4; & s_5 \\ 0{,}4; & 0{,}25; & 0{,}2; & 0{,}1; & 0{,}05 \end{pmatrix}$$

					→0,6 (1)
s_1	0,4	0,4	0,4		0,4 (0)
			→0,35	(10)	
s_2	0,25	0,25	0,25	(11)	
s_3	0,2	0,2 (100)			
		→0,15 (101)			
s_4	0,1 (1010)				
s_5	0,05 (1011)				

$p_1^{(3)} = 1{,}2$; $p_0^{(2)} = 1{,}3$;

$p_0^{(3)} = 0{,}4$; $p_1^{(1)} = 2{,}1$;

$p_1^{(2)} = 1{,}8$; $p_0^{(1)} = 1{,}45$.

Es folgt also:

$$s_1 \to 0,$$
$$s_2 \to 11,$$
$$s_3 \to 100,$$
$$s_4 \to 1010,$$
$$s_5 \to 1011,$$
$$\bar{l} = 2{,}1,$$
$$p_0 = \frac{1{,}05}{2{,}1} = \frac{1}{2},$$
$$p_1 = \frac{1{,}05}{2{,}1} = \frac{1}{2}.$$

3. Die optimale Verschlüsselung im Falle der Kanäle mit Störungen

Im Falle der Kanäle mit Störungen können die Symbole 0 und 1 fehlerhaft sein, im Sinne, daß eine Null in eine Eins übergeht und umgekehrt. Wir werden im folgenden nur solche Störungen (additive) in Betracht ziehen; sie kommen übrigens am häufigsten vor.

Es sei p_{01} — die Wahrscheinlichkeit des Übergangs von 0 in 1 und p_{10} — die Wahrscheinlichkeit des Übergangs von 1 in 0. Für die gewöhnlichen Kanäle gilt:

$$p_{01} > p_{10}. \tag{28}$$

Für den Empfang einer aus n Symbolen gebildeten Folge tritt das Problem auf, die Wahrscheinlichkeit zu bestimmen, so daß die Folge fehlerfrei aufgenommen werde (das Ereignis A). Das Ereignis A besteht darin, daß weder die Nullfolge fehlerhaft sei (das Ereignis B), noch die Folge der Einheiten (das Ereignis C).

Also:

$$A = B \cap C. \tag{29}$$

Da die Ereignisse B und C unabhängig sind, folgt:

$$p(A) = p(B)\, p(C). \tag{30}$$

Angenommen, daß das Geräusch auf jede Position unabhängig einwirkt, so ergibt sich :

(31) $p(B) = (1 - p_{01})^{np_0}$ und (32) $p(C) = (1 - p_{10})^{np_1}$.

Also :

(33) $$p(A) = (1 - p_{01})^{np_0} (1 - p_{10})^{np_1} .$$

Sind die Wahrscheinlichkeiten p_{01} und p_{10} klein, kann geschrieben werden :

(34) $$p(A) \approx 1 - np_0p_{01} - np_1p_{10}.$$

Aus der letzten Beziehung geht hervor, daß es zwecks Erhöhung der Sendungssicherheit notwendig ist, daß in jeder, aus n Symbolen gebildeten Folge die Gebrauchswahrscheinlichkeit der Nullen (p_0) kleiner sei als die Gebrauchswahrscheinlichkeit der Einheiten (p_1).

Daraus ergibt sich, daß bei der die geringste Mittellänge der Kodewörter sichernde H u f f m a nschen Verschlüsselung noch zusätzlich folgende Bedingung vorgeschrieben werden muß :

(35) $$p_0 < p_1.$$

Dafür wird das Symbol der Menge r_m und das Symbol 0 der Menge r_{m-1} zugewiesen. Weiterhin wird das Symbol 1 den eingeschränkten Mengen von größerer Wahrscheinlichkeit und das Symbol 0 denen von kleinerer Wahrscheinlichkeit in der gewöhnlichen H u f f a m nschen Verschlüsseung zugewiesen.

Beispiel 2

Dieselben Anfangsdaten wie in Beispiel 1 wiederaufnehmend, befolgt die Verschlüsselung nachstehendes Verfahren :

						→0,6	(1)
s_1	0,4		0,4		0,4	0,4	(0)
				→0,35	(11)		
s_2	0,25		0,25	0,25	(10)		
s_3	0,2		0,2 (111)				
			→ 0,15 (110)				
s_4	0,1	(1101)					
s_5	0,05	(1100)					

$s_1 \rightarrow 0,$
$s_2 \rightarrow 10,$
$s_3 \rightarrow 111,$
$s_4 \rightarrow 1101,$
$s_5 \rightarrow 1100,$

$$p_0 = \frac{0,85}{2,1}, \quad p_1 = \frac{1,25}{2,1}.$$

4. Schlußfolgerungen

Im Falle der H u f f m a nschen Verschlüsselung wurden zwei einschränkende Bedingungen vorgeschrieben: 1° maximale Mittelinformation je Symbol, 2° höchstmöglichste Redundanz.

Da diese beiden Bedingungen entgegengesetzt sind, wurde der Reihe nach die Durchführungsweise der H u f f m a nschen Verschlüsselung untersucht, wenn eine der vorgeschriebene Bedingungen erfüllt ist. So wurde je ein Algorithmus für die Durchführung der Verschlüsselung angegeben, sowohl für die störungsfreien Kanäle, als auch für diejenigen mit Störungen, welche die Bedingung 1°, bzw. 2° sichern. Dabei wurde bei den zwei Verfahren der Vorteil der H u f f m a nschen Verschlüsselung, die kleinste Mittellänge der Kodewörter zu erzielen, beibehalten.

Eingegangen am 28. Juli 1977

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektronik und
Rechnenanlagen

LITERATURVERZEICHNIS

1. H u f f m a n D. A., *A Method for the Construction of Minimum Redundancy Codes.* Proc. I.R.E., II, *9* (1952).
2. S p ă t a r u Al., *Teoria transmisiunii informaţiei. Coduri şi decizii statistice.* Ed. Tehn., Buc., 1971.

CONSIDERAŢII ASUPRA OPTIMIZĂRII CODĂRII BINARE H U F F M A N

(Rezumat)

Se propun două algoritme de calcul pentru optimizarea codării binare H u f f m a n. Un prim algoritm se referă la situaţia canalelor fără perturbaţii care asigură pe lîngă avantajele codării clasice H u f f m a n o informaţie medie pe simbol maximă.

Cel de al doilea algoritm se referă la canalele cu perturbaţii care asigură rendundanţă maximă în ipoteza celei mai mici lungimi a cuvintelor de cod.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.314.632.4; 62.83

ANALYSIS OF COMMUTATION PROCESSES IN THE THREE-PHASE INVERTER FOR DRIVING THE SHEET-ROLLING MILL ROLLS

BY

D. ALEXA, M. LUCANU, VALERIU MUNTEANU, LAURENŢIU TURIC and ROMAN SIREŢCHI

1. Introduction

In selecting the optimal version of the diagram of a static converter for suplying electrical motors meant to drive the rolls of sheet-rolling mills, we must take into account the requirements of this electric drive system, i.e. :

a) The output frequency variation ranges generally between 2 and 6 Hz, which imposes an output voltage waveform as close to a sine curve as possible, in order to reduce the parasitic torques of the engines due to the higher harmonics of the stator currents.

b) The output voltage variation ranges generally between 30 and 130 V between phases.

c) The possibility for the electric motors to work with their rotors blocked for a long while.

For the experimental embodiment of 12 kVA, the basic diagram given in Fig. 1 *a* was adopted. The static converter consists of a *RC* controlled rectifier, a smoothing filter $L_f C_f$ meant to baffle the d.c. voltage from the intermediate circuit and a voltage inverter characterized by its circuits of individual turn-off of the main thyristors.

The programming of the conduction of the main thyristors $T_1 \dots T_6$ is given in Fig. 1 *b*.

With the view of reducing the values of the commutation capacitors, their charging is performed from relatively high voltage supply sources (of 200 ... 300 V) denominated E'_{aux} and E''_{aux} , by means of the additional resistors R_a. These resistors are selected so as to satisfy the condition of a time constant $R_a C_c$ much greater than the commutation time of the main thyristors.

A complete commutation cycle for any of the supplying phase of the electric motors for driving the mill rolls includes three steps :

a) The first step consists in the gating of a turning-off thyristor which takes over the current from the conducting thyristor (for instance, T_1 in Fig. 1), the latter one being blocked.

By the flowing of a positive load current (as it will be explained latter, when I_L is negative, it does not flow through the turning-off circuit) and due to the oscillating circuit L_cC_c, the capacitor C_c, initially charged at the voltage E_{aux} of the auxiliary circuit, reverses its polarity.

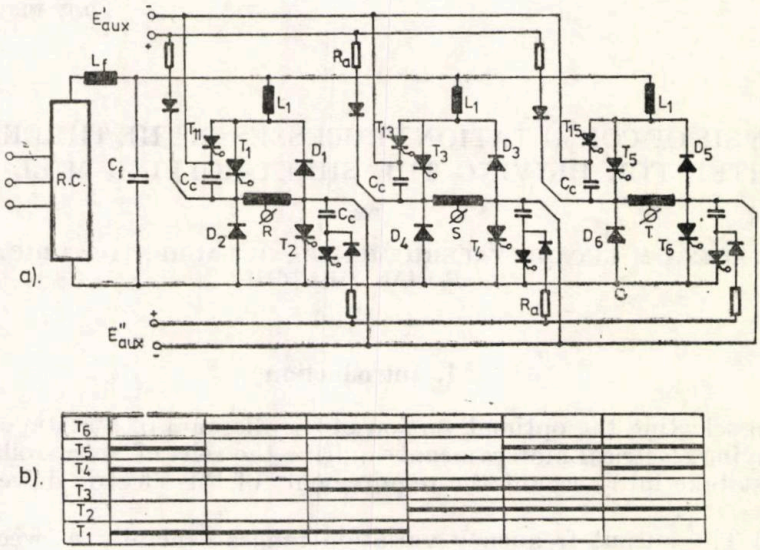


Fig. 1

b) The second step begins with the command of firing the main thyristor blocked, the one corresponding to the other conduction direction of the phase supplying current (the thyristor T_2 in the case of R phase). The switching capacitor is charged at a voltage higher than that of the d.c. circuit E and then the thyristor T_{11}, which has been nonconducting before, will be blocked.

c) The third step consists in reversing the polarity of the turning-off capacitor by recharging it from the auxiliary voltage supply E_{aux}. The time constant R_aC_c is many times greater than the oscillation period of the oscillating circuit C_c-T_{11}-L_c-D_1.

2. The Analysis of the Commutation Processes

The analysis of the commutation processes taking place in the inverter represented in Fig. 1 can be performed starting from the circuit shown in Fig. 2.

Neglecting the value of the current i_{aux} during the first and the second commutation steps as compared to the value of i_c and considering the commutation circuit resistance R as being zero, the expression of the current i_c and the voltage u_c become :

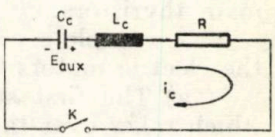


Fig. 2

(1) $$i_c = -E_{aux}\sqrt{\frac{C_c}{L_c}}\,\sin\omega_0 t - I_i,$$

(2) $$u_c = E_{aux}\cos\omega_0 t - \frac{I_i}{C_c}\,t,$$

where $\omega_0 = \sqrt{1/L_c C_c}$, and $I_i = I_L$ when $I_L > 0$, $I_i = 0$ when $I_L \leqslant 0$.

At the commutation of the main thyristors of the inverter, the following three situations occur:

a) Case I ($I_L > 0$).

When the auxiliary thyristor T_{11} is fired (s. Fig. 3 *a*), the current I_L is switched from T_1 to the turning-off circuit C_c - T_{11}. During the interval $[t_0, t_1]$ the capacitor voltage u_c is applied as an inverse voltage at the thyristor T_1 (it is necessary that $t_1 - t_0 > t_q$ of the thyristor, where t_q is turn-off time for reverse voltage). Within the interval $[t_0, t_2]$ the

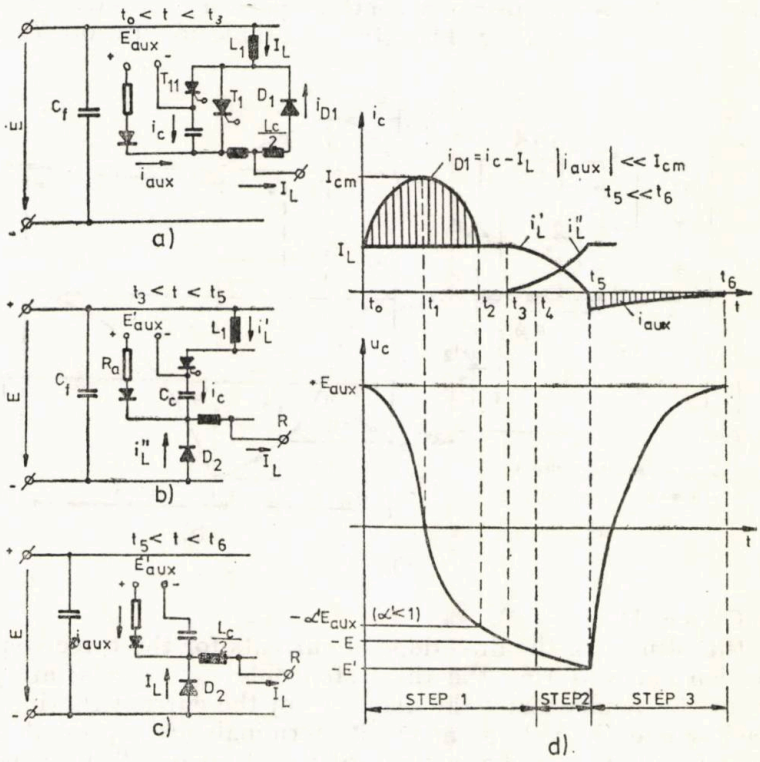


Fig. 3

current flows through the diode D_1, at the moment t_2 the capacitor voltage being reversed and of the value $-\alpha' E_{aux}$, ($\alpha' < 1$ since there are losses within the commutation circuit and the load current I_L partly discharges the capacitor of the electrical charge which it had at the moment t_0).

Between t_2 and t_3, the current i_c equals I_L and the voltage u_c tends to $-E$. At the moment t_3, the commutation process begins between the thyristor T_{11} and the diode D_2, according to Fig. 3 *b*. Due to the presence of the inductance L_1, the constant load current I_L has two components, namely: i'_L, which is decreasing exponentially and flowing through C_c and T_{11}, charging C_c further at a voltage $E' > E$, and i''_L, increasing exponentially up to I_L and flowing through D_2.

At the moment t_5, the current through T_{11} vanishes and T_{11} turns off, being polarized inversely.

The second step begins at the moment t_4 with the command of opening T_2. If $t_4 > t_3$, then T_2 is not conducting since the current I_L flows through the diode D_2. If $t_4 < t_3$ the thyristor T_2 opens, contributing to the increase of the voltage of C_c up to $-E$, when the commutation process between T_{11} and D_2 begins.

In this last situation, after the moment t_3 the thyristor T_2 turns-off.

The last step of the commutation process occurs between t_5 and t_6 (an interval of the order of msec), when the capacitor C_c reverses its polarity from $-E'$ to $+E_{aux}$. After this interval is able to turn-off T_1 again.

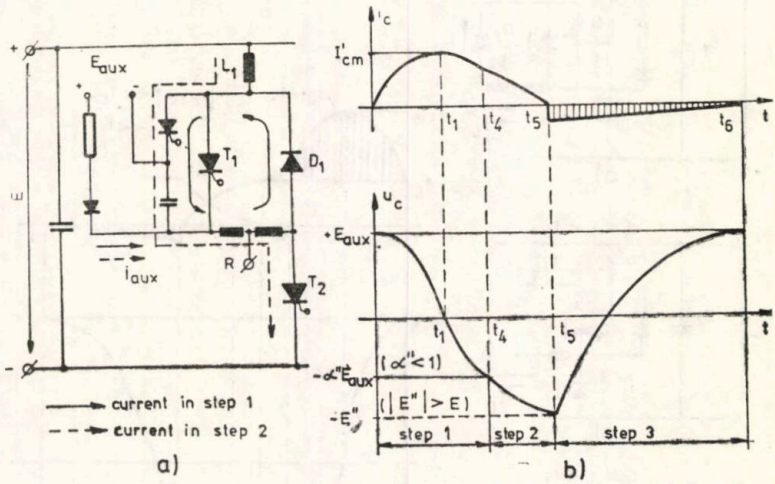


Fig. 4

b) Case II ($I_L = 0$).

In this situation, the directions of currents for the three steps of the commutation cycle (during the third step only i_{aux} exists) are given in Fig. 4 *a* for the R phase and the diagrams of the current flowing through the capacitor and the voltage across its terminals are represented in Fig. 4 *b*. If the moment t_4 of the opening of the thyristor T_2 is smaller than the moment t_5 of the vanishing of the current through the oscillating circuit C_c-T_{11}-L_c-D_1, then T_2 becomes conducting thus closing the circuit $(+E)$-L_1-T_{11}-C_c-L_c-T_2-$(-E)$.

In this way, the capacitor C_c recharges at a voltage $|E''| > E$ due to the inductances L_1 and L_c. Otherwise, if $t_4 > t_5$ then the thyristor T_2 does not open any more.

The third step consists, like in the previous case, in charging the capacitor C_c at a voltage $+E_{aux}$. The maximal value of the commutation current is :

$$I'_{cm} = E_{aux} \sqrt{\frac{C_c}{L_c}}.$$

c) Case III ($I_L < 0$).

In this situation, the directions of the currents for three steps of the commutation cycle are given in Fig. 5 *a* for the *R* phase and the diagrams of currents and voltages are represented in Fig. 5 *b*.

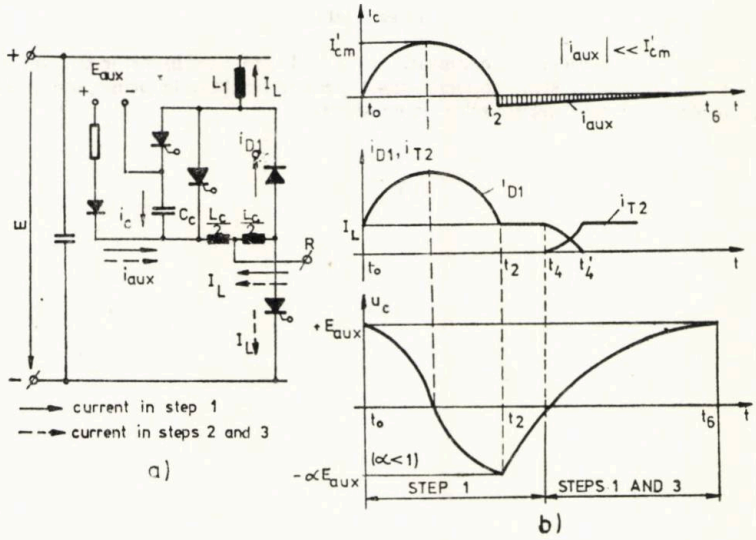


Fig. 5

Between t_0 and t_2, the polarity of the commutation capacitor from the circuit T_{11}-C_c-L_c-D_1 reverses. At the moment t_2, the thyristor T_{11} is nonconducting. The commutation process between the diode D_1 and the thyristor T_5 takes place within the interval t_4 and t'_4, t_4 being the moment of the opening of T_2 .

3. Conclusions

1. It is possible to perform this kind of static frequency converters with a power ranging between 80 and 100 kVA.

2. The commutation losses are negligible for output frequencies lower than 5 Hz.

3. The output voltage waveform on phases are proper to supply special motors for driving mill rolls.

Received, May 24, 1978

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Penkowski J. L., Pruzinski E. K., *Fundamentals of a Pulse-width Modulated Power Circuit.* IEEE Trans., Ind. Appl., *5*, 384—392 (1972).
2. Finney D., *A.C. Roller Table Drives using Static Inverters.* Elect. Times, *4232*, 16 (1973).
3 * * * *Pulse Width Modulation for Multi-Motor Drives.* Elect. Rev., *3*, 87—90 (1971).
4. Alexa D., Prisăcaru V., *Statische Frequenzumrichter für Speisung von Wechselstrommotoren auf Grund sinusförmiger Impulsamplitudenmodulation der Ausgangsspannung.* ETZ-A, 98, *4*, 294—299 (1977).

ANALIZA PROCESELOR DE COMUTAŢIE ÎN INVERTORUL TRIFAZAT PENTRU ACŢIONAREA UNOR ROLE DE LAMINOARE DE TABLĂ

(Rezumat)

Se analizează procesele de comutaţie care au loc într-un invertor trifazat de tensiune caracterizat prin circuite de stingere individuală pentru tiristoarele principale şi avînd surse auxiliare de încărcare a condensatoarelor de comutaţie.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 519.9

SINTEZA AUTOMATELOR SECVENŢIALE CU TRIGGERE DE DIFERITE TIPURI, PRIN METODA SIMBOLICĂ

DE

CORNELIU HUŢANU şi N. REUS

1. Introducere

Într-o lucrare precedentă [4] s-au obţinut unele rezultate care permit abordarea prin metoda simbolică a sintezei automatelor secvenţiale cu diferite tipuri de triggere. Plecînd de la reprezentarea prin graf de tranziţii a unui automat s-au stabilit relaţii pentru stările acestuia :

$$(1) \quad s_n = (n)_s \overline{F_{nm} \cup F_{nk} \cup \ldots} \cup (m)_s F_{nm} \cup (j)_s F_{jn} \cup \ldots = D^{x_1 \ldots x_n y_1 \ldots y_p}_{(n_0, \ldots, n_k)}$$

şi apoi pentru funcţiile de tranziţie :

$$(2) \qquad Y_{i,t+1} = D^{x_1 \ldots x_n y_1 \ldots y_p}_{(n_j, \ldots, n_l)}, \quad (0 \leqslant i \leqslant p),$$

unde $x_1 \ldots x_n$ sînt variabilele de intrare iar $y_1 \ldots y_p$ — variabilele secundare de stare.

De asemenea, în lucrarea menţionată s-au stabilit şi relaţii pentru funcţiile de ieşire ale unui automat.

2. Consideraţii teoretice

Problema sintezei cu diferite tipuri de triggere va fi abordată pentru automatele de stare, neţinînd astfel cont de condiţiile pentru ieşiri. Acest mod de tratare a problemei considerate nu reduce generalitatea, ci dimpotrivă, un automat de stare fiind un semiautomat [1] căruia i se poate ataşa setul dorit de funcţii de ieşire. În acest caz interesează numai funcţiile (2) care se obţin din graful de tranziţii după cum s-a stabilit în [4].

Prin folosirea triggerelor ca celule de memorie pentru un automat secvenţial, funcţiile $Y_{i,t+1}$ trebuie furnizate de acestea la momentul $t + 1$. Dar, pentru orice tip de trigger ca automat finit este valabilă relaţia [2] :

$$(3) \qquad Y_{i,t+1} = \Psi_i (y_{i,t}, I_{i,t}, S_{i,t}),$$

unde $y_{i,t}$, $I_{i,t}$, $S_{i,t}$ reprezintă starea şi alfabetul de intrare (funcţiile de înscriere şi ştergere) ale elementului i de memorie la momentul t de timp.

Astfel, problema sintezei cu triggere constă în a stabili relaţii de forma :

$$(4)\qquad \begin{cases} I_{i,t} = F_i\,(x_{1,t}, \ldots, x_{n,t}, y_{1,t}, \ldots, y_{p,t}), \\ S_{i,t} = \Phi_i\,(x_{1,t}, \ldots, x_{n,t}, y_{1,t}, \ldots, y_{p,t}), \qquad (0 \leqslant i \leqslant p), \end{cases}$$

cunoscînd expresiile pentru $Y_{t,t+1}$.

Deoarece relaţia (3) este specifică fiecărui tip de trigger, pentru determinarea funcţiilor (4) trebuie să se ţină cont de tabelul de definiţie al triggerelor.

2.1. Sinteza cu triggere *SR*

Un trigger *SR* este definit prin tabelul 1 [2], în care prin (*) s-au

Tabelul 1

$y_{i,t}$	$Y_{i,t+1}$	$S_{i,t}$	$R_{i,t}$
0	0	0	*
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	*	0

notat situaţiile nedefinite. Din acest tabel rezultă :

$$(5)\qquad \begin{cases} S_{i,t} = Y_{i,\,t+1},\ \forall y_{i,t} \in \{0, 1\}, \text{ exceptînd cazul } y_{i,t} = Y_{i,\,t+1} = 1 \\ \qquad\qquad \text{cînd } S_{i,t} = {}^*: \\ R_{i,t} = \overline{Y}_{i,\,t+1},\ \forall y_{i,t} \in \{0, 1\}, \text{ exceptînd cazul } y_{i,t} = Y_{i,\,t+1} = 0 \\ \qquad\qquad \text{cînd } R_{i,t} = {}^*. \end{cases}$$

Dacă se notează cu $N_{i,0}$ mulţimea numerelor de stare din (2) pentru care $y_{i,t} = 0$ iar prin $N_{i,1}$ mulţimea numerelor de stare din (2) pentru care $y_{i,t} = 1$ şi ţinînd cont de (3) ... (5), se pot scrie relaţiile :

$$(6)\qquad S_{i,t} = D^{x_1 \ldots x_n y_1 \ldots y_p}_{(N_{i,0}, N^*_{i,1})} \quad \text{şi} \quad R_{i,t} = D^{x_1 \ldots x_n y_1 \ldots y_p}_{\overline{(N^*_{i,0}, N_{i,1})}},$$

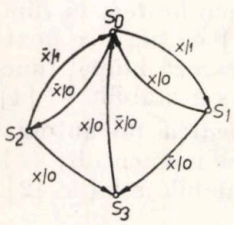


Fig. 1

unde $\overline{(N^*_{i,0}, N_{i,1})}$ sînt numerele de stare necuprinse în (2), separate în submulţimile care corespund lui $y_{i,t} = 0$ şi respectiv $y_{i,t} = 1$.

Aplicînd metoda simbolică de minimizare [3] expresiilor (6) se obţin formele disjunctive minimale sau aceste forme implementate cu funcţii NUMAI.

E x e m p l u l 1. Să se efectueze sinteza cu triggere *SR* a automatului dat prin graful din fig. 1 [2].

Automatul avînd patru stări vor fi necesare două triggere. Conform cu [4] rezultă imediat pentru primul trigger :

$$Y_{1,t+1} = s_2 \cup s_3 = (y_1\overline{y_2x \cup \overline{x}} \cup \overline{y_1}\,\overline{y_2}\,\overline{x}) \cup (y_1\overline{y_2x \cup \overline{x}} \cup \overline{y_1}y_2\overline{x}) = D^{y_1y_2x}_{(0,2,5)}$$

iar apoi ţinînd cont de (6):

$$S_{1,t} = D^{y_1y_2x}_{(0,2,5^*)} \quad \text{respectiv} \quad R_{1,t} = D^{y_1y_2x}_{(1^*,3^*,4,6,7)}\,.$$

Minimizînd rezultă:

$$S_{1,t} = \overline{x}\,\overline{y_1} = \overline{\overline{x} \uparrow \overline{y}} \text{ şi } R_{1,t} = \overline{x}y_1 \cup y_1y_2 = (\overline{x} \uparrow y_1) \uparrow (y_1 \uparrow y_2).$$

Similar pentru al doilea trigger:

$$Y_{2,t+1} = s_1 \cup s_3 = (\overline{y_1y_2x \cup \overline{x}} \cup \overline{y_1}\,\overline{y_2}x) \cup (y_1\overline{y_2x \cup \overline{x}} \cup \overline{y_1}y_2\overline{x} \cup y_1\overline{y_2}x) = D^{y_1y_2x}_{(1,2,5)},$$

de unde rezultă:

$$S_{2,t} = D^{y_1y_2x}_{(1,2^*,5)} \quad \text{şi} \quad R_{2,t} = D^{y_1y_2x}_{(0^*,3,4^*,6,7)}\,.$$

După minimizare se obţine:

$$S_{2,t} = x\overline{y_2} = \overline{x \uparrow \overline{y_2}} \quad \text{şi} \quad R_{2,t} = xy_2 \cup y_1y_2 = (x \uparrow y_2) \uparrow (y_1 \uparrow y_2).$$

Fiind un automat M e a l y, conform cu [4], pentru ieşire se obţine:

$$Z_{1,t} = \overline{y_1}y_2x \cup y_1\overline{y_2}\,\overline{x} = D^{y_1y_2x}_{(3,4)} = (\overline{y_1} \uparrow y_2 \uparrow x) \uparrow (y_1 \uparrow \overline{y_2} \uparrow \overline{x}).$$

Rezultatele obţinute coincid cu cele din [2].

2.2. Sinteza cu triggere *JK*

Triggerele *JK* sînt definite prin tabelul 2 de adevăr. Din acest tabel rezultă:

Tabelul 2

$y_{i,t}$	$Y_{i,t+1}$	$J_{i,t}$	$K_{i,t}$
0	0	0	*
0	1	1	*
1	0	*	1
1	1	*	0

$$(7)\quad \begin{cases} J_{i,t} = Y_{i,t+1} & \text{dacă } y_{i,t} = 0, \\ J_{i,t} = * & \text{dacă } y_{i,t} = 1, \\ K_{i,t} = \overline{Y}_{1,t+1} & \text{dacă } y_{i,t} = 1, \\ K_{i,t} = * & \text{dacă } y_{i,t} = 0. \end{cases}$$

Folosind aceleaşi notaţii ca în § 2.1, în acest caz se obţine:

$$(8)\qquad J_{i,t} = D^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{\substack{1:(N_{i,0},N^*_{i,1}) \\ 0:(\overline{N_{i,0}},N^*_{i,1})}} \quad \text{şi} \quad K_{i,t} = D^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{\substack{1:(\overline{N^*_{i,0}},N_{i,1}) \\ 0:(N^*_{i,0},N_{i,1})}}\,.$$

Utilizînd metoda simbolică de minimizare se obţin formele minimale disjunctive sau implementate cu funcţii NUMAI.

E x e m p l u l 2. Sinteza cu triggere *JK* a automatului dat prin graful din fig. 1. Folosind rezultatele obţinute pentru $Y_{1,t+1}$ şi $Y_{2,t+1}$, conform cu (8) rezultă imediat:

$$J_{1,t} = D^{y_1y_2x}_{\substack{1:(0,2,5^*) \\ 0:(1,3,4^*,6^*,7^*)}} \quad \text{şi} \quad K_{1,t} = D^{y_1y_2x}_{\substack{1:(1^*,3^*,4,6,7), \\ 0:(0^*,2^*,5)}}$$

respectiv

$$J_{2,t} = D^{y_1 y_2 x}_{\substack{1:(1,2^*,5)\\ 0:(0,3^*,4,6^*,7^*)}} \quad \text{şi} \quad K_{2,t} = D^{y_1 y_2 x}_{\substack{1:(0^*,3,4^*,6,7)\\ 0:(1^*,2,5^*)}}.$$

Ţinînd cont de numerele de stare indiferente şi minimizînd se obţin seturile de funcţii logice pentru J şi K:

$$J_{1,t} = \overline{x}, \qquad K_{1,t} = \overline{x} \cup y_2 = x \uparrow \overline{y}_2,$$

$$J_{2,t} = x, \qquad K_{2,t} = x \cup y_1 = \overline{x} \uparrow \overline{y}_1,$$

identice cu cele din [2].

Funcţia de ieşire nu depinde de tipul triggerului şi este cea obţinută în § 2.1.

2.3. Sinteza cu triggere T

Ţinînd cont de tabelul 3 de adevăr al triggerului T, rezultă:

Tabelul 3

$Y_{i,t}$	$Y_{i,t+1}$	$T_{i,t}$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$$(9) \quad \begin{cases} T_{i,t} = Y_{i,t+1} & \text{dacă } y_{i,t} = 0, \\ T_{i,t} = \overline{Y}_{i,t+1} & \text{dacă } y_{i,t} = 1. \end{cases}$$

În acest caz funcţiile logice de excitare a triggerelor T se exprimă prin relaţia:

$$(10) \qquad T_{i,t} = D^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{(N_{i,0}, \overline{N}_{i,1})};$$

unde $N_{i,0}$ este mulţimea numerelor de stare din (2) pentru care $y_{i,t} = 0$ iar $\overline{N}_{i,1}$ mulţimea numerelor de stare necuprinse în (2) pentru care $y_{i,t} = 1$.

Minimizînd expresiile (10) se obţin formele disjunctive minimale pentru funcţiile logice de excitare a triggerelor T.

Exemplul 3. Se urmăreşte sinteza cu triggere T a automatului din § 2.1. Conform relaţiei (10) rezultă:

a) pentru $T_{1,t}$: $N_{1,0} = \{0, 2\}$; $\overline{N}_{1,1} = \{4, 6, 7\}$, deci $T_{1,t} = D^{y_1 y_2 x}_{(0,2,4,6,7)}$;

b) pentru $T_{2,t}$: $N_{2,0} = \{1, 5\}$; $\overline{N}_{2,1} = \{3, 6, 7\}$, deci $T_{2,t} = D^{y_1 y_2 x}_{(1,3,5,6,7)}$.

Minimizînd, se obţine:

$$T_{1,t} = \overline{x} \cup y_1 y_2 = x \uparrow (y_1 \uparrow y_2) \text{ şi respectiv } T_{2,t} = x \cup y_1 y_2 = \overline{x} \uparrow (y_1 \uparrow y_2).$$

2.4. Sinteza cu triggere D

Avînd în vedere tabelul 4 de definiţie a triggerului D, rezultă:

Tabelul 4

$Y_{i,t}$	$Y_{i,t+1}$	$D_{i,t}$
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

$$(11) \qquad D_{i,t} = Y_{i,t+1}, \ \forall y_{i,t} \in \{0, 1\}.$$

Astfel, în acest caz expresiile funcţiilor logice de excitare a triggerelor D sînt identice cu (2):

$$(12) \qquad D_{i,t} = Y_{i,t+1} = D^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{(n_j, \dots, n_l)}.$$

De asemenea, expresiile minime ale funcţiilor logice de excitare coincid cu cele ale funcţiilor $Y_{i,t+1}$.

Exemplul 4. Pentru acelaşi automat, studiat în § 2.1 rezultă:

$$D_{1,t} = Y_{1,t+1} = D^{y_1 y_2 x}_{(0,2,5)} \quad \text{şi} \quad D_{2,t} = Y_{2,t+1} = D^{y_1 y_2 x}_{(1,2,5)}.$$

Minimizînd, se obţin următoarele funcţii booleene:

$$D_{1,t} = \overline{xy_1} \cup xy_1\overline{y_2} = (\overline{x} \uparrow \overline{y_1}) \uparrow (x \uparrow y_1 \uparrow \overline{y_2}),$$

$$D_{2,t} = x\overline{y_2} \cup \overline{x}\,\overline{y_1}y_2 = (\overline{x} \uparrow \overline{y_2}) \uparrow (\overline{x} \uparrow \overline{y_1} \uparrow y_2).$$

3. Concluzii

1. Folosind rezultatele obţinute într-o lucrare anterioară [4] s-au stabilit relaţii capabile să permită sinteza automatelor secvenţiale cu diferite tipuri de triggere prin metoda simbolică.

2. Relaţiile stabilite permit sinteza, pe o cale simplă, a automatelor secvenţiale cu principalele tipuri de triggere: *SR*, *JK*, *T* şi *D*.

3. Prin exemple s-a arătat modul de folosire a rezultatelor obţinute şi s-a verificat corectitudinea lor.

Primită la 1 iunie 1977

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizări electrice şi automatizări
şi
Catedra de electronică şi calculatoare

BIBLIOGRAFIE

1. Creangă I. ş.a., *Introducere algebrică în informatică. Teoria automatelor.* Ed. Junimea, Iaşi, 1973.
2. Murgan A., *Tehnici numerice.* Fasc. 1, Inst. polit., Buc., 1974.
3. Reus N., *Tratarea simbolică a schemelor de comutaţie.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1971.
4. Reus N., Huţanu C. *Sinteza automatelor finite cu memorie prin metoda simbolică.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXIV (XXVIII), *3—4*, s. III (1977).

LA SYNTHÈSE DES AUTOMATES SÉQUENTIELS PAR LA MÉTHODE SYMBOLIQUE EN UTILISANT BASCULES

(Résumé)

On étudie la synthèse des automates séquentiels en utilisant des bascules *SR*, *JK*, *T* et *D*, par la méthode symbolique [3]. Les résultats sont illustrés par quelques exemples.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.316.722

CONDIŢII DE STABILITATE PRIVIND ACORDAREA UNUI REGULATOR AUTOMAT NELINIAR DE TENSIUNE

DE

I. BEJAN, M. VOICU, I. TIŢARIU, D. ASANDEI şi CRISTEA PAL

1. Introducere

Scopul acestei lucrări este de a prezenta o parte a rezultatelor cercetărilor efectuate în cadrul unui contract de cercetare ştiinţifică încheiat între Institutul politehnic din Iaşi şi Uzina electrică din Iaşi. Tema contractului, [1], formulată de beneficiar, reflectă preocuparea sa pentru înlăturarea unor deficienţe constatate pe parcursul mai multor ani de exploatare la serviciile interne de c.c. Aceste deficienţe constau în variaţii în limite relativ largi ale tensiunii pe barele de c.c., în funcţie de regimul de funcţionare al centralei. Variaţiile de tensiune sînt importante, contribuind la reducerea siguranţei în funcţionare a instalaţiilor care depind de serviciile interne de c.c., îndeosebi în regimul de avarie al centralei.

Aceste variaţii de tensiune constituie consecinţa a două cauze şi anume : a) starea de încărcare a bateriilor şi b) calitatea reglajului, automat sau manual, a tensiunii redresoarelor ; această cauză condiţionează, în timp, şi starea de încărcare a bateriilor.

Ca urmare a analizei efectuate în [1] s-a ajuns la concluzia că pentru creşterea siguranţei alimentării instalaţiilor racordate la serviciile interne de c.c. trebuie să se acţioneze pe două căi, şi anume : în primul rînd să se exploateze şi să se întreţină corect bateriile şi în al doilea rînd să se asigure un reglaj adecvat, de calitate, a tensiunii redresoarelor, ţinîndu-se seama de funcţionarea acestora în regim tampon cu bateriile de acumulatoare.

Pentru unele redresoare în funcţiune la Uzina electrică din Iaşi, proiectantul nu a prevăzut dispozitive de reglare automată a tensiunii. Deoarece nu există astfel de dispozitive — produse de serie — uşor adaptabile la aceste redresoare, una din direcţiile pe care colectivul de cercetare şi-a axat preocupările a constituit-o conceperea, realizarea şi experimentarea unui dispozitiv de reglare automată a tensiunii cu caracteristici adecvate redresoarelor cu autotransformatoare reglabile, [2], cu posibilităţi de modificare ale acestora în limite relativ largi şi care să poată fi implementat fără modificări tehnologice ale redresoarelor sau ale altor instalaţii.

2. Schema bloc a sistemului automat

Posibilităţile de reglaj ale acestor redresoare sînt evidenţiate de faptul că tensiunea redresată poate fi modificată cu ajutorul unui autotransformator cu cursoare, deplasabile prin intermediul unei manivele montate pe placa superioară a cuvei redresorului [2]. Acest aspect a condiţionat alegerea elementelor componente ale dispozitivului de reglare automată şi anume : a) elementul de execuţie de tip integrator cu întîrziere, b) elementul de comandă de tip releu, c) regulatorul cu zonă de insensibilitate, d) elementul de măsură şi comparaţie cu caracteristică liniară.

Zona de insensibilitate a regulatorului, reglabilă, a fost introdusă cu scopul de a se obţine precizia şi gradul de stabilitate dorit în condiţiile în care, pe de o parte elementul de execuţie este de tip releu şi pe de altă parte variaţia tensiunii redresate are loc în trepte proporţionale cu tensiunea pe o spiră a autotransformatorului.

În afara reglării automate a tensiunii dispozitivul se foloseşte şi pentru limitarea curentului absorbit de redresor la creşterea peste o anumită valoare (I_{lim}) a curentului redresat. Acest obiectiv se realizează într-o schemă de reglare convergentă, [3], care presupune prezenţa unui element de măsură a curentului şi a unui element de prag. Locul de convergenţă a semnalelor îl constituie intrarea regulatorului unic. Pentru $I < I_{lim}$ sistemul asigură reglarea automată a tensiunii redresate, iar pentru $I \geqslant I_{lim}$ sistemul asigură limitarea automată a curentului absorbit de redresor.

Schema bloc a întregului sistem este reprezentată în fig. 1.

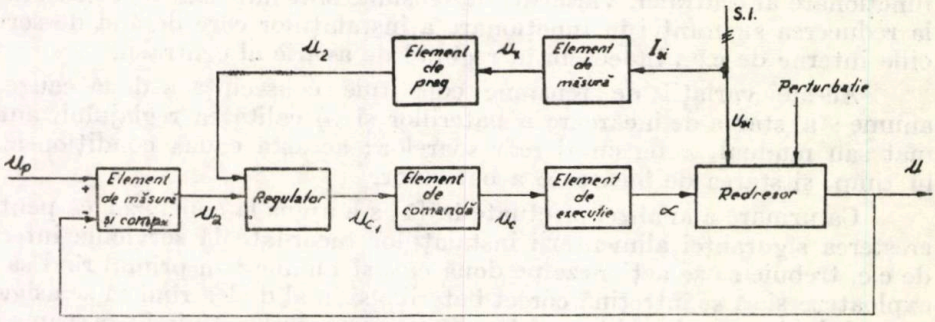


Fig. 1

Întrucît prezentarea în detaliu a soluţiei tehnice, a metodologiei de proiectare şi realizare a dispozitivului, face obiectul altor lucrări, [1], [4], [5], în cele ce urmează se determină condiţiile de stabilitate privind acordarea parametrilor dispozitivului automat realizat astfel încît reglarea automată a tensiunii redresate şi limitarea automată a curentului absorbit de redresor să corespundă calitativ anumitor deziderate. În final se prezintă rezultatele experimentale legate de comportarea în regim dinamic a sistemului automat convergent realizat.

3. Ecuaţiile de funcţionare ale sistemului automat

3.1. Ecuaţiile procesului automatizat

Schema redresorului, [2], este reprezentată în fig. 2. Întrucît sistemul este convergent, analiza procesului automatizat se efectuează din două

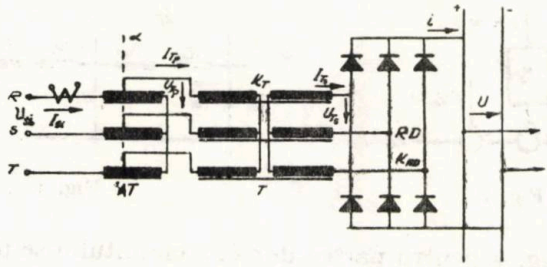


Fig. 2

puncte de vedere : a) tensiunea u ca mărime de ieşire ; b) curentul I_{si}, în valori efective, ca mărime de ieşire.

a) *Tensiunea u* este o funcţie de forma

$$u = f(\alpha,\ U_{si},\ u_{RD}), \tag{1}$$

unde α este deplasarea unghiulară a manivelei autotransformatorului, U_{si} — tensiunea efectivă la barele serviciilor interne de c.a., u_{RD} — căderea de tensiune internă a redresorului.

Conform fig. 2 se pot scrie ecuaţiile :

$$u = k_{RD} U_{Ts} - u_{RD}, \tag{2}$$

$$U_{Ts} = k_T\, U_{Tp}, \tag{3}$$

$$U_{Tp} = \frac{(n_{s0} + n_s)}{n_p} U_{si}, \tag{4}$$

$$n_s = k\alpha, \tag{5}$$

în care k_{RD} este coeficientul de redresare, k_T — coeficientul de transformare al transformatorului T, n_p, n_{s0}, n_s — numerele de spire primare, secundare fixe şi secundare variabile ale autotransformatorului AT şi k — coeficientul de proporţionalitate (al transmisiei mecanice) între n_s şi α.

Din ecuaţiile (2) ... (5) rezultă, după efectuarea unor eliminări adecvate

$$u = k_{RD}\, k_T \frac{n_{s0} + k\alpha}{n_p} U_{si} - u_{RD}, \tag{6}$$

sau liniarizînd, în mici abateri, faţă de punctul de funcţionare nominal (simbolizat prin indice 0) şi trecînd la transformate L a p l a c e, se scrie

$$\Delta U(s) = k_1\, \Delta\alpha(s) + k_2\, \Delta U_{si}(s) - \Delta U_{RD}(s), \tag{7}$$

unde

$$k_1 = \frac{k_{RD}\, k_T\, k U_{si0}}{n_p}, \qquad k_2 = \frac{k_{RD}\, k_T (n_{s0} + k\alpha_0)}{n_p}. \tag{8}$$

Schema bloc corespunzătoare ecuaţiei (7) este reprezentată în fig. 3.

b) *Curentul* I_{st} este o funcţie de forma

$$I_{st} = f(\alpha, U_{st}, r_e), \tag{9}$$

unde r_e este rezistenţa echivalentă a sarcinii pe barele de c.c.

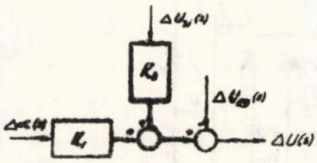


Fig. 3

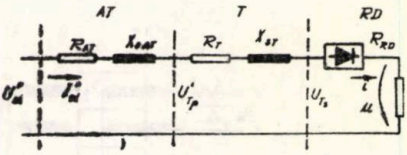


Fig. 4

Conform fig. 4, pentru partea de c.c. a circuitului se poate scrie ecuaţia

$$L\frac{di}{dt} + Ri = \frac{R}{Z}(u + u_{RD}), \tag{10}$$

în care

$$R = R_T + R_{AT} + R_{RD} + r_e,\ L = \frac{1}{\omega}(X_{sT} + X_{sAT}),\ Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \tag{11}$$

sînt rezistenţa, inductanţa de scăpări şi impedanţa circuitului. Aceşti parametri se consideră raportaţi la tensiunea U_{Ts}.

Trecînd la mici abateri ecuaţia (10) devine

$$T\frac{d\Delta i}{dt} + \Delta i = \frac{1}{Z_0}(k_1 \Delta\alpha + k_2 \Delta U_{st}) - k_r \Delta r_e, \tag{12}$$

unde

$$\left\{\begin{aligned} &R_0 = R_T + R_{AT} + R_{RD} + r_{e0},\ Z_0 = \sqrt{R_0^2 + \omega^2 L^2},\ T = \frac{L}{R_0}, \\ &k_r = \frac{1}{R_0}\left[i_0 - (u_0 + u_{RD0})\frac{\omega^2 L^2}{Z^{3/2}}\right]. \end{aligned}\right. \tag{13}$$

Pe de altă parte

$$I_{Ts} = k_{RD} i, \quad (15)\quad I_{Tp} = k_T I_{Ts} \quad (16)\quad I_{st} = \frac{n_{s0} + k\alpha}{n_p} I_{Tp}, \tag{14}$$

adică

$$I_{st} = k_{RD}\, k_T \frac{n_{s0} + k\alpha}{n_p} i. \tag{17}$$

Trecînd la mici abateri se poate scrie relaţia:

$$\Delta I_{st} = k_1 \frac{i_0}{U_{st0}} \Delta\alpha + k_2 \Delta i. \tag{18}$$

Ecuaţia de funcţionare a redresorului avînd ca mărime de ieşire curentul ΔI_{st} se obţine eliminînd Δi între ecuaţiile (12) şi (18) şi trecînd apoi la transformate Laplace. Rezultă :

$$\Delta I_{st}(s) = k_3 Y_\alpha(s)\Delta\alpha(s) + k_4 Y_{st}(s)\Delta U_{st}(s) - k_5 \Delta R_e(s) = \tag{19}$$
$$= k_3 \frac{T_1 s + 1}{Ts + 1}\Delta\alpha(s) + \frac{k_4}{Ts + 1}\Delta U_{st}(s) - k_5 \Delta R_e(s),$$

în care

$$\begin{cases} T_1 = \dfrac{i_0}{U_{st0}}\left(\dfrac{k_2}{Z_0} + \dfrac{i_0}{U_{st0}}\right), \quad k_3 = k_1\left(\dfrac{k_2}{Z_0} + \dfrac{i_0}{U_{st0}}\right), \\ k_4 = \dfrac{k_2^2}{Z_0}, \quad k_5 = k_2 k_r. \end{cases} \tag{20}$$

Schema bloc corespunzătoare acestei ecuaţii este reprezentată în fig. 5.

3.2. Ecuaţiile dispozitivului de automatizare

Elementul de măsură şi comparaţie este liniar. Ecuaţia sa, scrisă în mici abateri şi transformate L a p l a c e, este de forma :

$$\Delta U_a(s) = k_s Y_f(s)\,[\Delta U_p(s) - \Delta U(s)] = \frac{k_s}{T_f s + 1}[\Delta U_p(s) - \Delta U(s)], \tag{21}$$

unde k_s este coeficientul de sensibilitate şi T_f — constanta de timp a unui filtru trece-jos (de netezire).

Caracteristica regulatorului, reprezentată în fig. 6, are următoarea expresie analitică

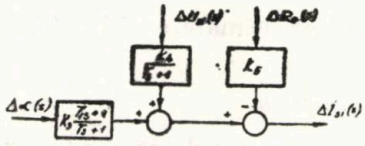


Fig. 5

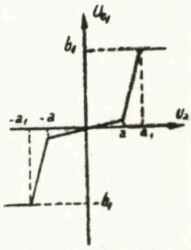


Fig. 6

$$u_{c1} = \begin{cases} -b_1 & \text{pentru} \quad u_a < -a_1, \\ k_{R2}(u_a + a) - k_{R1}a & \text{pentru} \quad -a_1 \leqslant u_a < -a, \\ k_{R1} u_a & \text{pentru} \quad -a \leqslant u_a < a, \\ k_{R2}(u_a - a) + k_{R1}a & \text{pentru} \quad a \leqslant u_a < a_1, \\ b_1 & \text{pentru} \quad a_1 \leqslant u_a, \end{cases} \tag{22}$$

unde k_{R1} şi k_{R2} sînt doi coeficienţi pozitivi.

Caracteristica elementului de comandă de tip releu cu histerezis este reprezentată în fig. 7. Ecuaţia acestei caracteristici este de forma

$$
(23)\quad u_c = \begin{cases} -1 & \text{pentru} \quad u_{c1} < -c_2 \\ 0 & \text{pentru} \quad -c_2 \leqslant u_{c1} < c_1 \\ 1 & \text{pentru} \quad c_1 \leqslant u_{c1} \end{cases} \text{pentru } \dot{u}_{c1} > 0\,, \qquad \begin{cases} -1 & \text{pentru} \quad u_{c1} < -c_1 \\ 1 & \text{pentru} \quad -c_1 \leqslant u_{c1} < c_2 \\ 0 & \text{pentru} \quad c_2 \leqslant u_{c1} \end{cases} \text{pentru } \dot{u}_{c1} < 0.
$$

Caracteristica ansamblului regulator — element de comandă se obţine prin compunerea caracteristicilor neliniare (22) şi (23). Noua caracteristică, în ipoteza că

$$
(24)\qquad k_{R1}\, a \leqslant c_1 < c_2 < b_1,
$$

rezultă de forma celei din fig. 8, în care

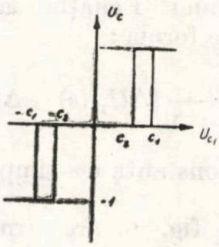


Fig. 7

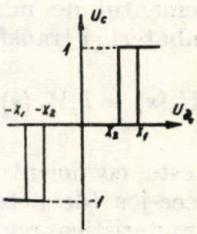


Fig. 8

$$
(25)\qquad x_1 = a + \frac{c_1 - k_{R1}\, a}{k_{R2}}\,, \quad x_2 = a + \frac{c_2 - k_{R1}\, a}{k_{R2}}\,.
$$

În condiţiile în care k_{R2} este suficient de mare, astfel ca $(c_1 - k_{R1} a)/k_{R2} \approx \approx 0$ şi $(c_2 - k_{R1}\, a)/k_{R2} \approx 0$ rezultă

$$
(26)\qquad x_1 = x_2 \approx a.
$$

Ecuaţia ansamblului regulator — element de comandă este de forma

$$
(27)\qquad u_c = \begin{cases} -1 & \text{pentru} \quad u_a < -a, \\ 0 & \text{pentru} \quad -a \leqslant u_a < a, \\ 1 & \text{pentru} \quad a \leqslant u_a, \end{cases}
$$

care reprezintă un element de tip releu tripoziţional cu zonă de insensibilitate reglabilă „a" şi fără histerezis.

Funcţia de descriere a acestei neliniarităţi are expresia [6]:

$$
(28)\qquad N(A) = \frac{4}{\pi A}\sqrt{1 - \frac{a^2}{A^2}}\,.
$$

Elementul de execuţie, de tip integrator cu întîrziere, este descris, în mici abateri şi transformate L a p l a c e, de ecuaţia

$$\Delta\alpha(s) = Y_m(s)\,\Delta U_c(s) = \frac{k_m}{T_m s(T_e s + 1)}\,\Delta U_c(s), \tag{29}$$

în care k_m este un factor de proporţionalitate, T_m — timpul integral şi T_e — constanta de timp a elementului de execuţie.

Elementele suplimentare de pe circuitul de limitare a curentului şi anume, elementul de măsură şi elementul de prag, sînt descrise respectiv de următoarele ecuaţii:

$$\Delta U_1(s) = Y_c(s)\Delta I_{si}(s) = \frac{k_c}{T_c s + 1}\,\Delta I_{si}(s), \tag{30}$$

în care k_c este un coeficient de sensibilitate şi T_c — constanta de timp a unui filtru trece-jos (de netezire), iar

$$u_2 = \begin{cases} 0 & \text{pentru} \quad u_1 < a_c, \\ u_1 & \text{pentru} \quad a_c \leqslant u_1, \end{cases} \tag{31}$$

cu

$$a_c = u_{pr} + k_R\, u_a, \tag{32}$$

în care u_{pr} este tensiunea de prag, iar k_R — un coeficient de influenţă a tensiunii u_a asupra elementului de prag, datorită circuitului de intrare comun al regulatorului.

Întrucît $u_{pr} > a$, rezultă că regulatorul va lucra la limitarea curentului numai în afara zonei de insensibilitate cu un factor de proporţionalitate $k_{Rc} \gg k_{R2}$. Această inegalitate se justifică prin faptul că rezistenţa de intrare a regulatorului electronic, pe circuitul de limitare a curentului, este foarte mică.

Ecuaţia de funcţionare a ansamblului element de prag — regulator — element de comandă, în ipoteza că $c_1 < c_2 < k_{Rc}\, a_c$, este de forma:

$$u_c = \begin{cases} 0 & \text{pentru} \quad u_1 < a_c, \\ 1 & \text{pentru} \quad a_c \leqslant u_1. \end{cases} \tag{33}$$

Funcţia de descriere a acestei neliniarităţi de tip releu este

$$N_c(A) = \frac{2}{\pi A}\sqrt{1 - \frac{a_c^2}{A^2}}. \tag{34}$$

4. Stabilitatea sistemului de reglare automată a tensiunii

Studiul stabilităţii sistemului neliniar realizat se efectuează cu ajutorul criteriului de stabilitate K o c h e n b u r g e r, [6], pentru $\Delta U_p(s) = \Delta U_{si}(s) = \Delta U_{RD}(s) = 0$. Schema bloc a sistemului este reprezentată în fig. 9, în care

$$Y_L(s) = k_1 k_s Y_f(s) Y_m(s) = \frac{k_1 k_s k_m}{T_m s\,(T_e s + 1)(T_f s + 1)}. \tag{35}$$

Conform criteriului K o c h e n b u r g e r, întrucît $N(A)$ este o funcţie reală, este necesară rezolvarea următoarelor ecuaţii:

$$\text{(36)} \qquad \mathcal{J}m\, Y_L^{-1}(j\omega) = 0, \qquad \text{(37)} \quad N(A) = -\mathcal{R}e\, Y_L^{-1}(j\omega).$$

Din prima ecuaţie se deduc frecvenţele de oscilaţie posibile, iar din a doua valorile amplitudinilor acestor oscilaţii. Evident aceste ecuaţii se pot utiliza pentru găsirea unor condiţii de stabilitate.

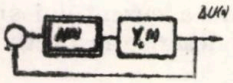


Fig. 9

Din (35) se obţine

$$\text{(38)} \qquad Y_L^{-1}(j\omega) = d_1\, j\omega + d_2\,(j\omega)^2 + d_3\,(j\omega)^3,$$

unde

$$\text{(39)} \qquad d_1 = \frac{T_m}{k_1\, k_s\, k_m}, \quad d_2 = \frac{T_m\,(T_e + T_f)}{k_1\, k_s\, k_m}, \quad d_3 = \frac{T_m\, T_e\, T_f}{k_1\, k_s\, k_f}.$$

Din (36) şi (37) se obţine

$$\text{(40)} \qquad \omega_0 = \sqrt{\frac{d_1}{d_3}} = \frac{1}{\sqrt{T_e\, T_f}}, \qquad \text{(41)} \quad A_{1,2} = \frac{a\sqrt{2}}{\sqrt{1 \pm \sqrt{1 - \pi^2 a^2 d_1^2\, d_2^2 / 4 d_3^2}}}.$$

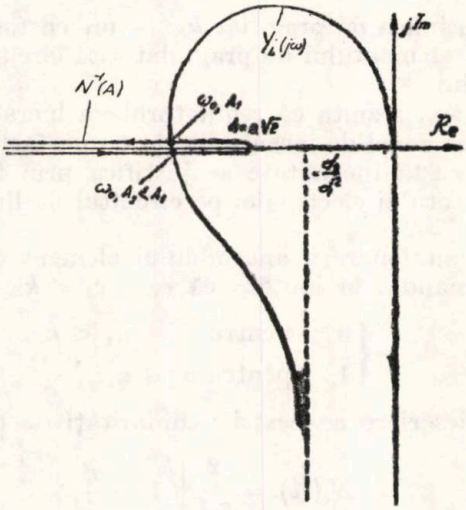


Fig. 10

Condiţia de oscilaţie este

$$\text{(42)} \qquad \frac{\pi a d_1 d_2}{2 d_3} \leqslant 1.$$

Dimpotrivă, condiţia de stabilitate a sistemului este

$$\text{(43)} \qquad \frac{\pi a d_1 d_2}{2 d_3} > 1,$$

din care se poate extrage, ţinînd seama de relaţiile (39), o condiţie pentru zona de insensibilitate a regulatorului

$$a > \frac{2k_1 k_s k_m T_e T_f}{\pi T_m (T_e + T_f)}. \tag{44}$$

În cazul oscilaţiilor neliniare (v. condiţia (42)) sînt posibile, pentru o aceeaşi frecvenţă (40), două oscilaţii de amplitudini diferite (fig. 10). Se poate arăta, utilizînd procedee indicate în [6] sau [7], că oscilaţia de amplitudine mai mică, A_2, este instabilă, în timp ce oscilaţia de amplitudine mai mare, A_1, este stabilă.

5. Stabilitatea sistemului de limitare automată a curentului

Procedînd ca şi în cazul anterior se obţine pentru $\Delta U_p(s) = \Delta U_{st}(s) = \Delta R_e(s) = 0$, schema bloc echivalentă din fig. 11, în care

$$Y_{LC}(s) = k_3 Y_\alpha(s) Y_m(s) Y_c(s) = \frac{k_3 k_m k_c (T_1 s + 1)}{T_m s (T_e s + 1)(T_c s + 1)(Ts + 1)}. \tag{45}$$

Analog se pot scrie ecuaţiile

$$\mathcal{I}m\, Y_{LC}^{-1}(j\omega) = 0, \quad (47)\ N_C(A) = -\mathcal{R}e\, Y_{LC}^{-1}(j\omega). \tag{46}$$

Cu notaţiile:

$$\begin{cases} p_0 = k_3 k_c k_m,\ p_1 = p_0 T_1,\ q_1 = T_m,\ q_2 = T_m T + T_m T_e + T_m T_c, \\ q_3 = T_m T_c T_e + T_m T T_c + T_m T_e T,\ q_4 = T_m T_c T_e T, \end{cases} \tag{48}$$

ţinînd seama de (34), ecuaţiile (46), (47) devin

$$p_1 q_4 \omega^5 + (p_0 q_3 - p_1 q_2)\omega^3 - p_0 q_1 \omega = 0, \tag{49}$$

$$\frac{2}{\pi A}\sqrt{1 - \frac{a_c^2}{A^2}} = -F(\omega), \tag{50}$$

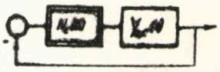


Fig. 11

unde

$$F(\omega) = \frac{\omega^2}{p_1^2 \omega^2 + p_0^2}[(p_0 q_4 - p_1 q_3)\omega^2 + (p_1 q_1 - p_0 q_2)]. \tag{51}$$

În afară de rădăcina banală $\omega = 0$, ecuaţia (49) admite, deoarece

$$(p_0 q_3 - p_1 q_2)^2 + 4p_0 p_1 q_1 q_4 \geqslant 0, \tag{52}$$

şi o rădăcină pozitivă

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{p_1 q_2 - p_0 q_3 + \sqrt{(p_0 q_3 - p_1 q_2)^2 + 4p_0 p_1 q_1 q_4}}{2p_1 q_4}}, \tag{53}$$

care reprezintă pulsaţia proprie posibilă de oscilaţie a sistemului. Amplitudinile acestor oscilaţii sînt date de (50), în care se substituie ω cu expresia (53), rezultînd:

$$A_{1,2} = \frac{a_c\sqrt{2}}{\sqrt{1 \pm \sqrt{1 - \pi^2 a_c^2 F^2(\omega_1)}}}. \tag{54}$$

Condiţia de oscilaţie este

$$\pi^2 a_c^2 F^2(\omega_1) \leqslant 1, \tag{55}$$

în timp ce condiţia

$$a_c^2 > \frac{1}{\pi^2} F^2(\omega_1) \tag{56}$$

implică stabilitatea sistemului şi revine, ţinînd seama de (32), la inegalitatea

$$| u_{pr} + k_R u_a | > \frac{1}{\pi} | F(\omega_1) | = u_{pr0}. \tag{57}$$

Acestă condiţie este mai greu de satisfăcut atunci cînd $u_a < 0$. Întrucît u_{pr} se alege din condiţia de realizare a limitării automate la un anumit curent limită şi astfel ca pentru $u_a = 0$ să aibă loc $u_{pr} > u_{pr_0}$, din (57) se poate extrage o condiţie de stabilitate pentru coeficientul k_R, de forma

$$k_R < \frac{u_{pr} - u_{pr0}}{| u_{a\max} |}. \tag{58}$$

Oscilaţiile neliniare care pot apărea şi în acest caz (v. condiţia (55)), au aceeaşi natură ca în cazul anterior.

5. Rezultate experimentale şi concluzii

Dispozitivul de reglare automată a tensiunii realizat a fost supus la o serie de încercări prin care s-a urmărit atît comportarea elementelor sale componente cît şi comportarea sistemului automat convergent.

În afara acestor încercări dispozitivul a fost experimentat cu succes, în condiţii de exploatare, la Uzina electrică din Iaşi, unde funcţionează şi în prezent, de peste 14 luni, cu rezultate pe deplin satisfăcătoare.

Avînd în vedere scopul acestei lucrări, evident că prezintă interes, în primul rînd, încercările privind stabilitatea şi precizia sistemului automat convergent în ansamblu. Astfel fig. 12 *a*, *b* reprezintă înregistrările tensiunii $u_a(t)$ (abaterea) la variaţia în treaptă a tensiunii $u_p(t)$ pentru două valori ale insensibilităţii (0,5% şi 1,5%), iar fig. 12 *c*, *d* reprezintă înregistrările aceleiaşi tensiuni $u_a(t)$ la variaţia în treaptă a rezistenţei de sarcină a redresorului pentru alte două valori ale insensibilităţii (1% şi 3%). Micile oscilaţii de frecvenţă ridicată care se observă pe aceste înregistrări se datoresc, după cum era de aşteptat, variaţiei în trepte a tensiunii secundare a autotransformatorului.

Se remarcă, în cazul insensibilităţii reduse, prezenţa unor oscilaţii de regim tranzitoriu care se amortizează după una sau cel mult două alter-

nanţe, La valori mari ale insensibilităţii precizia este redusă. Aşadar zona de insensibilitate a regulatorului, necesară datorită variaţiei în trepte a tensiunii secundare a autotransformatorului, acţionează contradictoriu, fapt confirmat şi de rezultatele teoretice, şi anume : în timp ce din condiţii de-

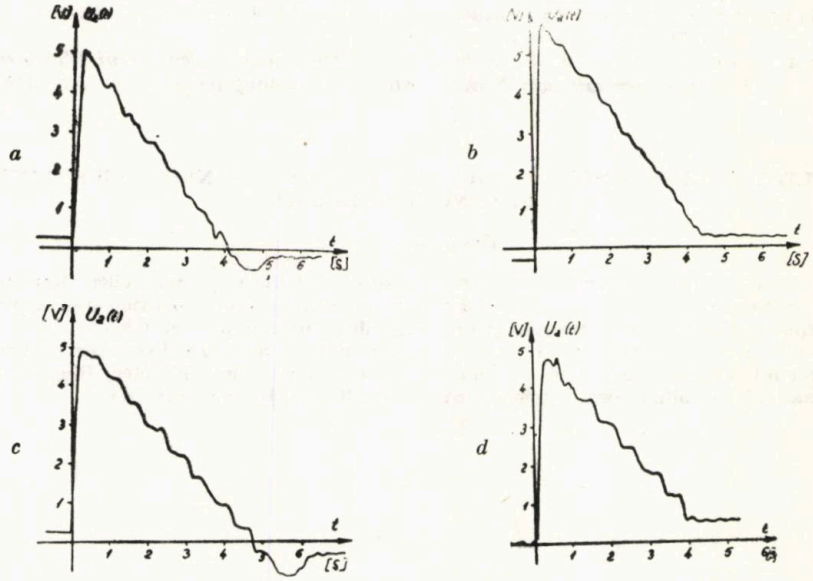


Fig. 12

stabilitate insensibilitatea trebuie să fie mare, din condiţii de precizie trebuie să fie redusă. Ca urmare acordarea practică a insensibilităţii se stabileşte printr-un compromis între stabilitate şi precizie.

În concluzie se constată că rezultatele teoretice şi experimentale privitoare la dispozitivul de reglare automată a tensiunii pentru redresoare cu autotransformatoare, prezentate în această lucrare, converg şi confirmă comportarea din punct de vedere calitativ ca fiind pe deplin corespunzătoare condiţiilor concrete pentru care acest dispozitiv a fost conceput şi realizat.

Primită la 13 aprilie 1978

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizări electrice şi automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Bejan I., Ţiţariu I., Voicu M., Pal Cr., Asandei D., Balaban G., *Menţinerea selectivă a nivelului de tensiune la instalaţiile de semnalizări centrale.* Contract de cercetare ştiinţifică nr. 11 507 din 11.06.1976, încheiat între Institutul politehnic, Iaşi şi Întreprinderea electrocentrale Borzeşti — Uzina electrică Iaşi, 88 p.
2. Bădulescu N., *Linii şi staţii electrice. Îndrumător.* Ed. Tehn., Buc., 1967, 610—614.
3. Papadache I., *Regulatoare electronice.* Ed. Tehn., Buc., 1966, 160—180, 256—258.
4. Bejan I., Ţiţariu I., Voicu M., Pal Cr., Asandei D., Grecu D., Şendrea Gh., Dosar OSIM, nr. 89 140 (1977).

5. Bejan I., Ţiţariu I., Voicu M., Grecu D., Pal Cr., Asandei D., *Cercetări privind creşterea siguranţei în funcţionare la serviciile interne de curent continuu din Uzina electrică, Iaşi, prin mijloace de automatizare.* Lucrare comunicată la sesiunea ştiinţifică organizată de Consiliul de coordonare şi valorificare a cercetării ştiinţifice din judeţul Iaşi, în cadrul Festivalului naţional „Cîntarea României", Iaşi, 25—26 martie 1978.
6. Föllinger O., *Nichtlineare Regelungen.* Bd. I, R. Oldenbourg Verlag, München — Wien, 1969, 79—91, 111—124.
7. Sebastian L., Voicu M., *Stabilität von Grenzschwingungen bei nichtlinearen Regelungssystemen mit zwei Nichtlinearitäten.* Regelungstechnik, 10, 317—319 (1974).

STABILITÄTSBEDINGUNGEN ZUR VERSTELLUNG EINES NICHTLINEAREN SPANNUNGSREGLERS

(Zusammenfassung)

Es wird dargestellt eine theoretische Analyse und die experimentellen Resultate der praxisorientierten Forschungen zwecks der Verwirklichung einer nichtlinearen Vorrichtung zur automatischen Spannungsregelung und Strombegrenzung für den Gleichrichter mit verstellbarem Autotransformator. Durch die Anwendung des Zwei-Ortskurven-Verfahrens (Kochenburger) bei dem auf die Konvergenzschaltung gebildeten Regelungssystem erhält man die Stabilitätsbedingungen für die verstellbaren Reglerparameter.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.317.39

THE DYNAMIC REGIME OF LINEAR MOVEMENT TRANSDUCERS BUILT ON THE PRINCIPLES OF MAGNETIC AMPLIFIERS

BY

IOSIF OLÁH

1. Introduction

In previous papers [1] ... [5] new types of linear movement transducers were described, based on the principles of magnetic amplifiers of a construction that was either sensitive or insensitive to the direction of movement.

Basically such a transducer consists in a three-collumn magnetic circuit as shown in Fig. 1 *a* and *b*. The a.c. windings are placed around the lateral columns and one or more d.c. premagnetization windings are on the central column or a part of it.

The central column of the magnetic circuit may be built in a variety of ways, such as: a) in the form of a single column of lenght *d*, which is mobile as to the lateral columns, and around which the d.c. windings are placed (Fig. 1 *b*); b) a rigid part of length *d—h*, supporting the d.c. windings and of a moving part of height *h* exhibiting no windings which can be built like in Fig. 2 *a* and *b*.

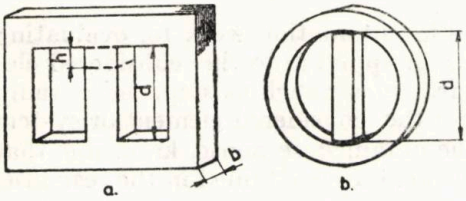


Fig. 1

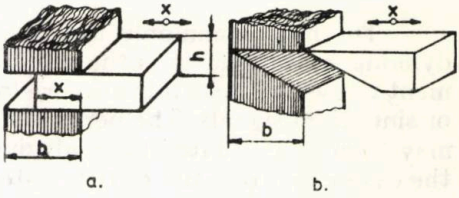


Fig. 2

Either the central column or the mobile part of the central column is in fact the mobile transducer moving armature and moves in a direction perpendicular on the plane formed by the lateral columns.

The work of such transducers is based on the principle of the dependence of the magnetic permeability of the a.c. windings magnetic path on the magnetic premagnetization flux level in the central column, which, in its turn, for constant premagnetization solenation, depends on the variable magnetic reluctance of this column, being achieved through the linear movement of the mobile armature [1].

The working principle of such transducers is thus seen to be basically different from the working principle of both the electromagnetic transducers known in the literature of this field ([6], [7]) and the magnetic amplifiers for which $w_c/R_m =$ const. and varies with the control current [8].

The analytical equations giving the dependences of the variable reluctance R_{mv} in the central column as well as that of the d.c magnetization flux Φ_c and of the saturation angle α and output current I_e on the linear movement x of the mobile armature for the construction characteristics shown in Fig. 2 *a*, were established in [4]. Fig. 3 shows these dependences in graphical form and they were calculated in [5] for the construction principle illustrated in Fig. 1 *b* also.

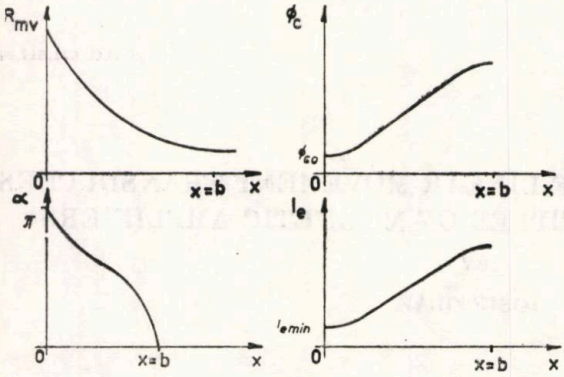


Fig. 3

The curve shown in Fig. 3 *d* proves that the above mentioned devices may be used as linear movement transducers.

The transducers described in Figs.1 and 2 are called elementary transducers as they are incapable to sensing the direction of movement. This is the reason why differential transducers such as those described in [1], [3] and [4] were also imagined and built.

From the above mentioned papers the conclusion can be reached that linear movement transducers such as those just mentioned possess certain qualities like high sensitivity, easiness of modifying electrically its performances for a given construction and large output power which place them above the electromagnetic transducers currently known in the literature.

The aime of this paper is to make evident the dynamic performance of the new types of linear movement transducers imagined and built experimentally by the author.

2. Description of the Identification Method and of the Devices Used in the Experiments

The most commonly used method in automation work for evaluating dynamic performances is that consisting in applying to the considered element or system deterministic or standard signals such as step, pulse, ramp or sinusoidal signals. The performance of the considered element or system may then be evaluated by analyzing the obtained response, knowning that the dynamic properties of the tested element are contained in the response.

In order to study the dynamic performance of these new transducers a step signal was used namely the transient regime of the output current or voltage produced by a step variation in the position of the mobile armature. For the experimental tests the transducer was used in a schema described in detail in [5] and represented in Fig. 1 *b*.

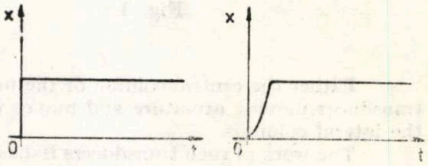


Fig. 4

As part of the experiments the output current or voltage as well as the movement of the mobile armature were recorded photographically from the oscilloscope screen. Since the armature was moved manually it was impossible to achieve a step variation of the linear movement appro-

ximating the theory (Fig. 4 *a*), and only practical results were obtained, as given in Fig. 4 *b*). The experimental results would better approximate the theoretical data if the maximum speed of movement could be increased. The influence of the a.c. voltage supply on the performance of the output current transient regime as well as the influence of movement variation on the voltage exhibited at the output of the premagnetization winding were also taken into account.

For recording purposes the mobile armature of the device under test was linked to a linear potentiometric transducer supplied by stabilized d.c. voltage. The voltage appearing between the potentiometer slider and one of its terminals was applied to one of the vertical deflection plate pairs of a double trace oscilloscope. Under the mentioned test conditions this voltage is obviously proportional to the armature movement. To the other pair of vertical deflection plates was applied the voltage drop accros the load resistor in the first case, and the voltage at the output of the premagnetization winding in the second case.

In both cases the time base was switched off so that, with an appropriate film speed, both the transient process of the output current started by the sudden movement of the mobile armature, as well as the time variation of the latter could be recorded simultaneously.

3. Experimental Results

In order to study the transient regime the circuit represented in Fig. 5 was built with a d.c. output. The a.c. voltage supply was 17 V and the premagnetization current was 245 mA.

In the case of the transient regime of magnetic amplifiers, which are the basic element of the mentioned transducers, their time constant consists of two components : one component which is due to the control winding and the other , to the inductance of the working windings. With common magnetic amplifiers whose control circuit resistance is relatively small, the component determined by the control circuit parameters is predominant, and the other component is for all practical purposes negligible.

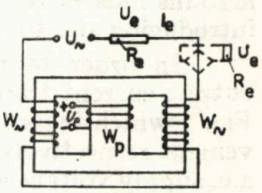


Fig. 5

In the case of linear movement transducers built according the principles of magnetic amplifiers it is to be expected that for a constant premagnetization solenation shorter transient regimes should be obtained because control is achieved by modifying the reluctance of the premagnetization flux path. To prove this fact the influence of the real step variation of the armature movement on the voltage at the output of the premagnetization winding (Fig. 6) was first studied, and secondly the influence of the a.c. voltage supply on the performance of the output current transient regime (Fig. 7).

Thus in Fig. 6 the curves marked by *1* show the time variation of the armature movement, those marked by *2* represent the time variation of the output current, and those marked by *3* give the time variation of the

premagnetization voltage. Figs. 6 *a*, *c* and *e* refer to the case of the sudden removal of the mobile armature, while Figs. 6 *b*, *d* and *f* correspond to the case of its sudden introduction. As far as the time scale is concerned, this was built around the period T of the a.c. voltage supply and output current respectively.

In all six oscillographed situations we may assume that the time variation of the movement is sensibly approximating a theoretical step variation since the maximum speeds of mobile armature movement exceeded 600 mm/s.

As far as the voltage U_p at the output of the premagnetization winding is concerned it is seen that a 2nd harmonic component is superimposed on the direct voltage, and the double of its amplitude was denoted by A which is about 8% of the voltage being applied to the premagnetization winding. As seen from Figs. 6 *c* ... *f*, the average voltage across the premagnetization winding exhibits a negligible variation when the mobile armature suddenly varies its position. This variation, for both introducing and removing the mobile armature, is cca. 0.2 A.

The conclusion makes itself evident that for the obtained speeds of movement there is practically no transient regime in the premagnetization winding as started by the sudden variation in the mobile armature movement.

From Fig. 6 we can see that, fort the considered situation, the time length of the output current transient regime is smaller than the time within which the movement takes place.

Fig. 7 shows the oscillograms wich represent simultaneously the time variation of movement (curve *1*), and the corresponding variation of the output current for various values of the a.c. voltage supply. The circuit used had a d.c. output, a premagnetization current of 200 mA, the oscillograms illustrating in sequence the two cases, one corresponding to the introducing and the other, to the removing the mobile armature.

In order to prove the influence of the a.c. supply voltage on the output current transient regime a number of values have been denoted in Fig. 7 which regard the output current envelope and mobile armature movement respectively, having the following meaning : T — the period of the a.c. supply voltage as shown on the output current oscillogram, which makes possible an evaluation of the time scale ; T_m — idle time as shown on the output current curve ; t_x — the time during which the mobile armature passes from one position to the next ; t_i — the time during which the output current envelope passes from one static value to the next ; t_p — prolongation time, as computed from the moment when the movement transient regime ends to the moment when the output current transient regime ends ; I_e — the output current amplitude as corresponds to the case when $x = x_{max}$, i.e. when the mobile armature is fully introduced ; I_{e0} — the output current amplitude, as corresponds to the case when $x = 0$, i.e. when the mobile armature is fully out ; ΔI_e — the variation in the output current amplitude as corresponds to the mobile armature passing from $x = 0$ to $x = x_{max}$.

The measurements made on the curves in Fig. 7 were then used in Fig. 8 *a* and *b* to draw the curves describing the variation of t_x, t_i, T_m, $t_x - t_i$

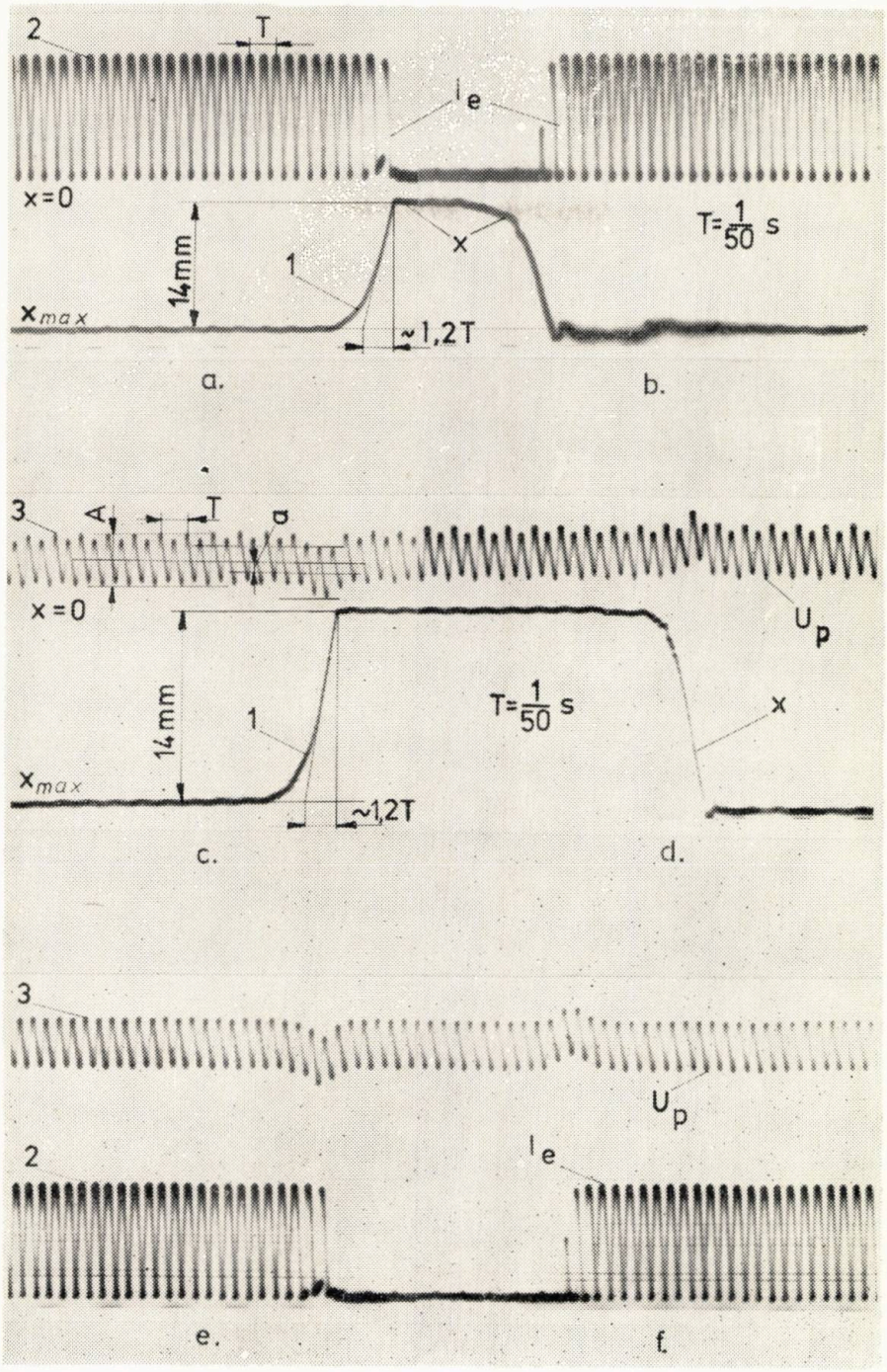

2
T
I_e
x=0
14mm
1
x
T=1/50 s
x_{max}
~1,2T
a.
b.
3
A
T
a
x=0
U_p
14mm
1
T=1/50 s
x
x_{max}
~1,2T
c.
d.
3
U_p
2
I_e
e.
f.

Fig. 6

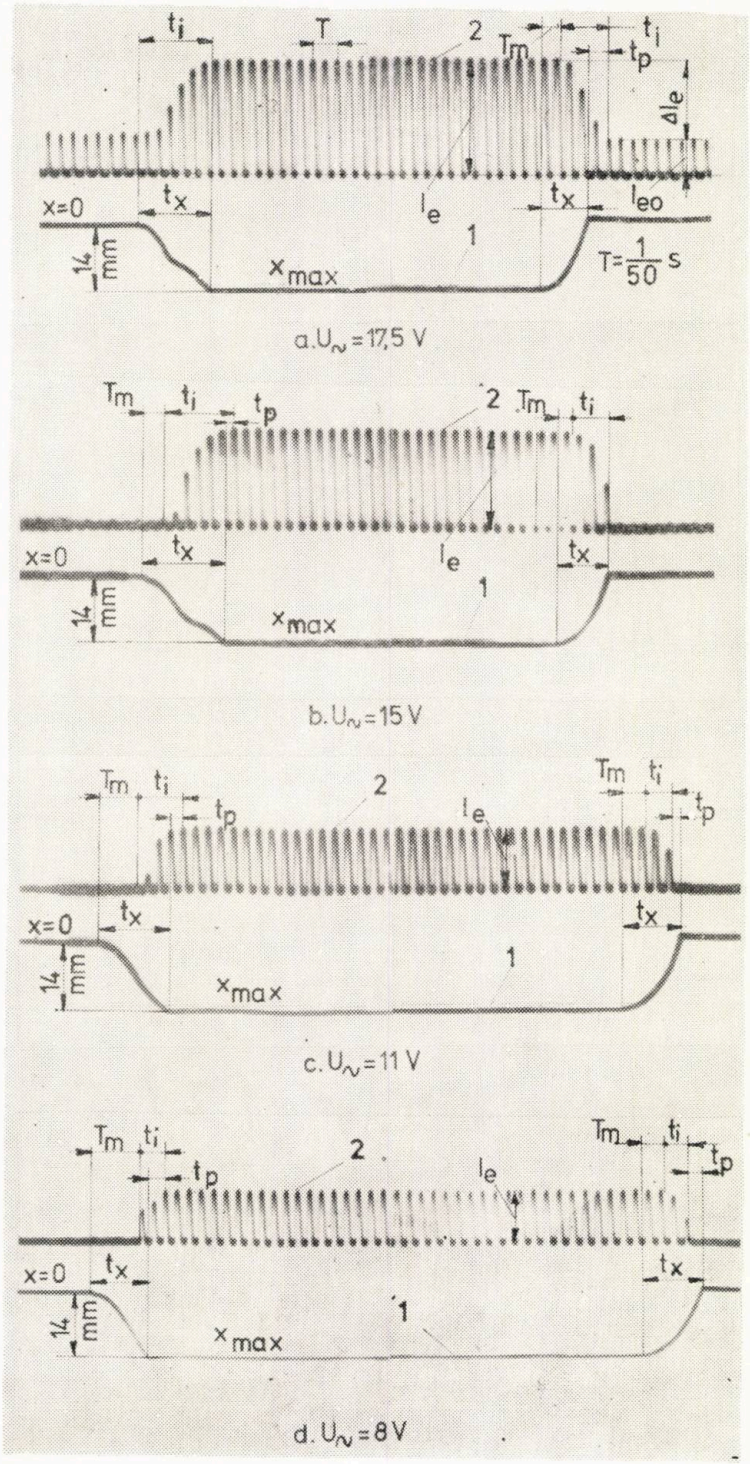

t_i
T
2
T_m
t_i
t_p
ΔI_e
x=0
t_x
I_e
t_x
I_{eo}
1
14 mm
x_{max}
$T=\frac{1}{50}$ s
a. $U_\sim = 17,5$ V
T_m
t_i
t_p
2
T_m
t_i
x=0
t_x
I_e
t_x
1
14 mm
x_{max}
b. $U_\sim = 15$ V
T_m
t_i
2
T_m
t_i
t_p
I_e
t_p
x=0
t_x
t_x
1
14 mm
x_{max}
c. $U_\sim = 11$ V
T_m
t_i
2
T_m
t_i
t_p
I_e
t_p
x=0
t_x
t_x
1
14 mm
x_{max}
d. $U_\sim = 8$ V

Fig. 7

and t_p, relative to the a.c. supply voltage $U\sim$. Fig. 8 *a* deals with the case when the mobile armature is being introduced, and Fig. 8 *b* with the case when it is being retracted.

Fig. 9 represents the percentage variation in the output current amplitude curve relative to the output current amplitude for $U_\sim = 17.5$ V and $x = x_{max}$, as well as the variation in the difference $\Delta I_e = I_e - I_{e0}$ relative to the a.c. supply voltage.

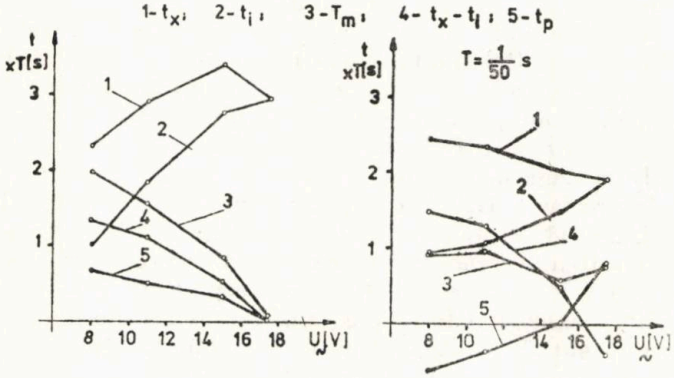


Fig. 8

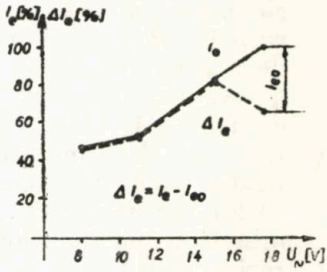


Fig. 9

By analyzing the curves represented in Figs. 8 and 9 it may noticed that:

a) The results wich results from Fig. 8 *b* show a greater degree of accuracy since the $t_x = f(U_\sim)$ curve is almost parallel to the abscissa, meaning that the shape of the time variation of the input parameter approximately kept to the same value.

b) The amplitude of the a. c. supply voltage will influence the magnitude of idle time, particularly on introducing the mobile armature, the idle time decreases with an increase in the voltage. A such influence can be explained by the fact that for smaller values of the a.c. supply voltage the maximum flux grows smaller than the saturation flux, and consequently a definite mobile armature movement is order to cause the start of core saturation, i.e. a variation in the output current. For high voltages the maximum flux will override the saturation flux even when the armature is retracted, and the core is partially saturated, therefore the output current becomes I_{e0}.

c) One can also observe that the duration of the output current transient regime increases with the a.c. supply voltage, which is also due to a modification of maximum flux value relative to the saturation flux.

d) As far as the difference $t_x - t_i$ is concerned, it is seen that, due to an increase of t_i, it decreases.

e) Finally, the curve showing the prolongation time t_p takes different shapes for introducing and with drawing the armature. On introducing the armature, the time t_p decreases with an increase in the a.c. supply voltage and stays all the time below T. On with drawing the armature, due to the influence of the a.c. supply voltage on the maximum flux value,

for small voltages — and, therefore, for $\Phi_{max} < \Phi_{sat}$ — the output current transient regime ends before the movement transient regime (s. the portion of curve *5* in Fig. 8 *b* between 8 V and 15 V).

In correlation with the curves represented in Fig. 9 it is easily observed that the best behaviour is obtained for $U_{\sim} = 15$ V because in this case the output current variation ΔI_e is maximum, and the time intervals for which both the output current and the movement of the mobile armature vary simultaneously almost overlap, and the existing idle time $T_m < T$.

A decrease in the amplitude of the a.c. supply voltage leads in both cases of introducing and removing the mobile armature to an increase in the idle time and a decrease in the duration of the output current transient regime. Also, if for $U_{\sim} = 15$ V, t_x and t_i are almost overlapping — for instance we get a 75% overlap as to t_x when introducing the mobile armature — on decreasing the a.c. supply voltage in the first place a time lag appears of t_i relative to t_x which is precisely equal to T_m, i.e. the overlap interval diminishes by 46% for $U_{\sim} = 11$ V and to 12.8% for $U_{\sim} = 8$ V ; when removing the armature, due to a decrease in the maximum flux, t_i decreases relative to t_x, if for $U_{\sim} = 8$ V it becomes 38%, while keeping all the time within the interval t_x. This means that for the case of removing the mobile armature and for a low a.c. supply voltage, the output current transient regime ends before the end of the movement transient regime.

Similar experimental tests were made for a linear movement transducer functioning with an a.c. output. By analyzing the oscillograms as given in Fig. 10, the same conclusions can be reached as for the d.c. output case.

4. Conclusions

1. The influence of a sudden movement of the mobile armature, on the value of the premagnetization voltage, is for all practical purposes negligible. The maximum movement speeds of the mobile armature were greater than 600 mm/s.

2. If the movement of the mobile armature is taken as input variable for a purely resistive load impedance, the transducer exhibits a practically noninertial behaviour since for a correctly chosen a.c. supply voltage the shape of the output current envelope reproduces with good approximation the shape of the time variation of movement.

3. If the motor force applied to the mobile armature is taken as input variable, the transducer becomes an element exhibiting a proportional behaviour of the 2nd degree, due to the parameters of the mechanical system which is usually oscillatory.

4. In next papers new results will be given of experimental tests dealing with the frequency response as well as the influence of a.c. supply frequency on the performance of such transducers.

Received, May 28, 1978

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Power Utilisation and Automation

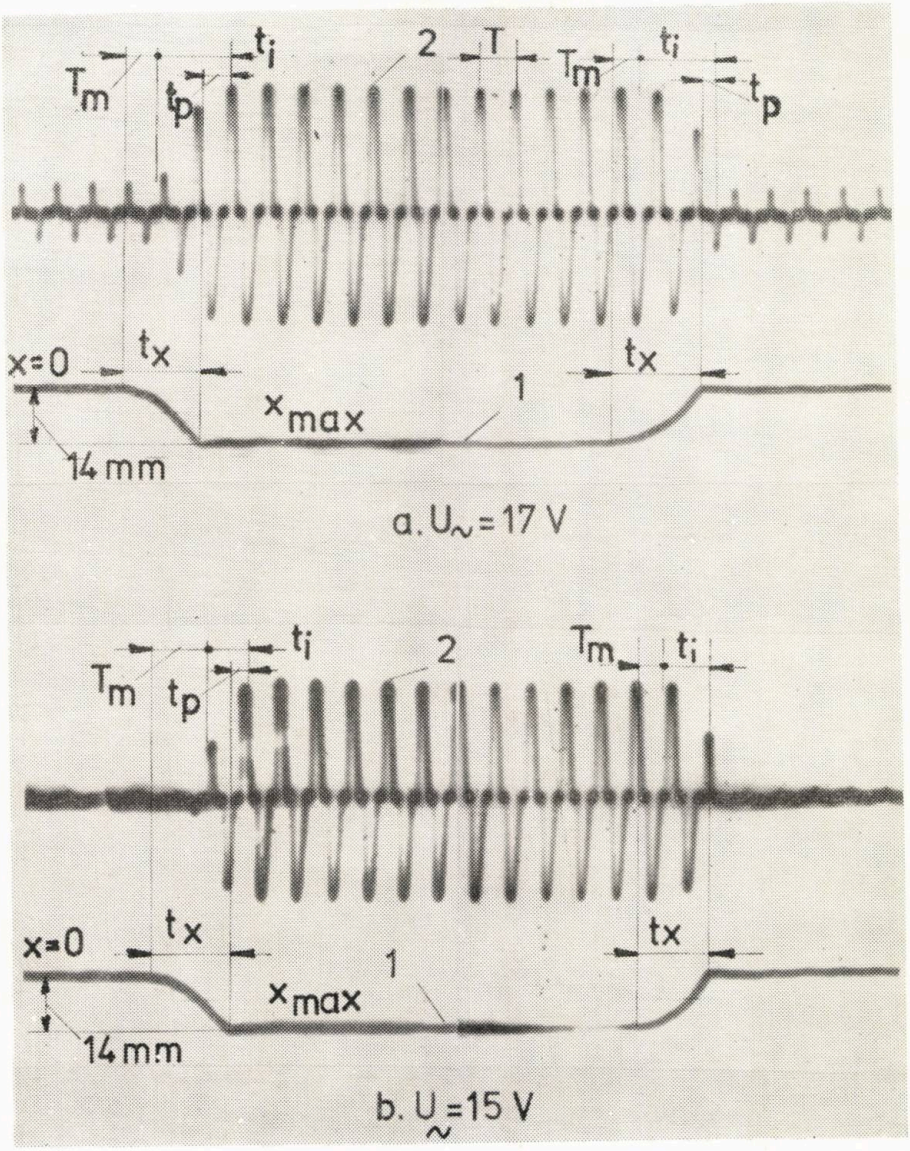

t_i
2
T
T_m
t_i
T_m
t_p
t_p
x=0
t_x
t_x
1
x_{max}
14 mm
a. $U_\sim$ = 17 V
t_i
2
T_m
t_i
T_m
t_p
x=0
t_x
t_x
1
x_{max}
14 mm
b. $U_\sim$ = 15 V

Fig. 10

REFERENCES

1. Oláh I., Oláh R., Patent R.S.R., Nr. *56 667* (1973).
2. Oláh I., Oláh R., *About a New Type of Linear Movement Transducer*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XVII (XXI), *3—4*, s. III (1971).
3. Oláh I., Oláh R., *A Transducer Capable of Tensing the Direction of Mechanical Linear Movement*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XIX (XXIII), *1—2*, s. III (1973).
4. Oláh I., *Contribuţii privind conceperea, realizarea şi studiul unor noi tipuri de traductoare de deplasare liniară şi unghiulară*. Diss., Polyt. Inst., Jassy, 1975.
5. Oláh I., *The Static Functioning of Linear Movement Transducers Based on Magnetic Amplifier Principles*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XXIV (XXVIII), *1—2*, s. III (1978).
6. Roots W. K., *Capteurs de déplacements et de forces*. Automatisme, XIV, *4*, *11*, *12* (1969); Ibid., XV, *3* (1970).
7. Шрамков Э.С., *Электрические измерения*. Изд. „Высшая школа" М., 1972.
8. Storm H. F., *Amplificateurs magnétiques*, (transl. from English). Dunod, Paris, 1960.

REGIMUL DINAMIC AL TRADUCTOARELOR DE DEPLASARE LINIARE, REALIZATE PE BAZA AMPLIFICATOARELOR MAGNETICE

(Rezumat)

Sînt prezentate rezultatele unor încercări experimentale în vederea evidenţierii comportării dinamice a unor noi tipuri de traductoare, de deplasare liniară, precum şi a parametrilor care determină această comportare. Se ajunge la concluzia că prin alegerea corespunzătoare a parametrilor electrici şi magnetici, traductoarele menţionate au, practic, o comportare neinerţială atunci cînd drept mărime de intrare se consideră deplasarea armăturii mobile.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 621.3.016.25

SUR LE CALCUL DES SOURCES STATIQUES ET RÉGLABLES DE PUISSANCE RÉACTIVE

PAR

GH. CÎRŢINĂ

1. Introduction

Le problème de maintenir les valeurs des tensions aux différents noeuds du réseau entre certaines limites est lié à la possibilité de fournir d'une manière adéquate la puissance réactive. De même, les pertes actives dépendent des valeurs et des noeuds d'injection des puissances réactives.

Le compensateur statique et réglable de puissance réactive [1] satisfait aux conditions imposées par les réseaux à haute tension. Le plus grand avantage d'un tel compensateur c'est la possibilité de variation rapide et continuelle de la puissance réactive. Des puissances jusqu'à 400 MVA et des tensions atteignant 765 kV peuvent être maîtrisées d'une manière sûre avec cet équipement.

En partant du principe de fonctionnement du compensateur, dans ce qui suit on étudie l'influence du réseau, le spectre des harmoniques introduites dans le réseau, le calcul de la batterie et la répartition des puissances réactives entre celle-ci et les condensateurs des filtres. On prouve que la puissance minimum de la batterie de condensateurs dépend de la puissance de court-circuit du noeud.

2. Le principe de fonctionnement

Par l'amorcage des thyristors avec un angle de retard ajustable, α, entre $\alpha = 0°$ él. et $\alpha = 90°$ él., on obtient des puissances réactives absorbées dont les valeurs varient entre celle de court-circuit et celle du fonctionnement à vide. Le courant à travers la réactance X_L a pour expression [2], (fig. 1 et 2):

$$i_L = \sqrt{2}\, I_L\, (\sin\theta - \sin\alpha). \tag{1}$$

Ce courant contient outre la première harmonique, d'amplitude $\sqrt{2} I_L \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi}\right)$, les harmoniques supérieures, d'ordre 3, 5 et 7.

Si l'on note le coefficient de compensation par K_c, ($K_c = Q_{cn}/Q_{ch\,n}$, Q_{cn} — la puissance nominale de la source réactive, $Q_{ch\,n}$, — la puissance nominale de la charge) et la valeur relative de la charge par K_s, ($K_s =$

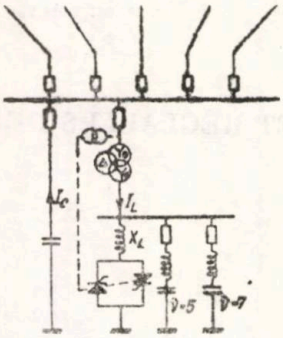


Fig. 1

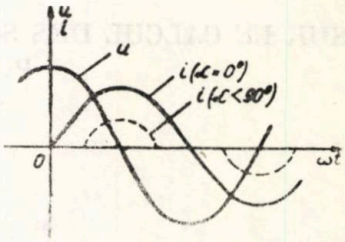


Fig. 2

$= Q_{ch}/Q_{ch\,n}$, Q_{ch} — la charge réactive à un instant quelconque), on peut déduire la relation qui lie ces coefficients à l'angle d'amorcage des thyristors :

$$\frac{K_s - 1}{K_c} = \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{\pi} - 1. \tag{2}$$

La relation (2) permet à étudier le fonctionnement du compensateur en fonction des coefficients K_c et K_s.

Dans la fig. 3 sont presentées, par exemple, la variation du courant I_L et des harmoniques d'ordre 3 et 5 pour $K_c = 0{,}75$ et K_s variable. On observe que les harmoniques sont influencés par la charge du noeud.

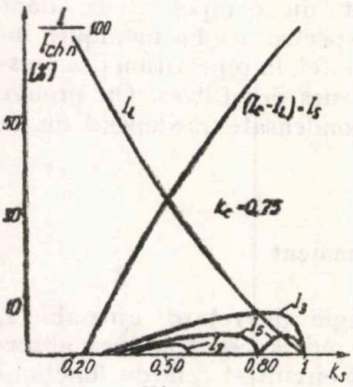


Fig. 3

3. Dimensionement de la source réactive et des filtres

La source réactive présentée ci-dessus doit satisfaire, outre sa fonction principale — la compensation de la puissance réactive — et à la condition de ne pas introduire dans le réseau des degrés de distorsion supérieurs à ceux imposés par les normes. La capacité de la source s'établit à partir de la condition d'amélioration du facteur de puissance (ou du niveau de tension) à un certaine valeur imposé. Par exemple, pour l'augmentation du facteur de puissance de $\cos\varphi_1$ à $\cos\varphi_2$, la puissance de la source sera

$$Q_{cn} = S_n \cos\varphi_2 (\operatorname{tg}\varphi_1 - \operatorname{tg}\varphi_2), \tag{3}$$

où S_n — la puissance apparente totale du noeud.

En vue de diminuer les pertes actives, d'éviter les surtensions de résonance et les perturbations des réseaux de télécommunication on cherche à éliminer (ou au moins à diminuer) les harmoniques dans les réseaux. Si l'on peut éliminer la troisième harmonique par la connexion en triangle du transformateur, le problème se pose d'une manière spéciale pour les armoniques d'ordre 5 et 7 qui peuvent atteindre 5% et, respectivement, 2% (fig. 3).

Tenant compte que les filtres pour les harmoniques d'ordre 5 et 7 ont un caractère capacitif par rapport à la fréquence fondamentale, il est nécessaire que la puissance réactive de la source soit répartie d'une manière rationnelle entre la batterie et les filtres.

La puissance de la batterie sera déterminée à partir de la condition d'éviter les résonances pour les harmoniques d'ordre 5 et 7 [3]. On trouve alors :

$$Q_{cp\,(5)} = 0{,}69 + \frac{1}{114{,}54} S_{cc} \tag{4}$$

şi l'on installe le filtre pour l'harmonique d'ordre 5 et

$$Q_{cp\,(5,7)} = 0{,}29 + \frac{1}{145} S_{cc} \tag{5}$$

si l'on installe les filtres pour les harmoniques d'ordre 5 et 7. Dans les relations (4) et (5) S_{cc} représente la puissance de court-circuit dans le noeud en question.

Tableau 1

S_{cc} [MVA]	250	500	1 000	2 000	6 000	12 000
$\frac{1}{114{,}54} S_{cc}$	2,19	4,39	8,77	17,54	52,63	105,25
$\frac{1}{145} S_{cc}$	1,79	3,45	6,90	13,74	41,38	87,76

Les valeurs du deuxième terme des relations (4) et (5) sont présentés dans le tableau 1.

Une fois établie la puissance de la batterie, on en peut déduire la puissance totale des condensateurs des filtres [3] :

$$Q_{\Sigma f} = Q_{nc} - Q_{cp}. \tag{6}$$

Pour la répartition de la puissance $Q_{\Sigma f}$ entre les filtres installés il est convenable d'utiliser la méthode proposée en [3]. Le nombre de filtres à installer dépend aussi du coefficient de distorsion imposé pour le jeux de barres. Parce que $Q_{\Sigma f} \geqslant 0$, les relations (4) et (5) fournissent la valeur de la puissance minimum de la source réactive.

4. Conclusions

La puissance minimum de la source réactive dépend de la puissance de court-circuit du noeud et augmente avec celle-ci.

Pour chaque situation il faut analyser la nécessité d'installer des filtres. La puissance totale de la source réactive doit être répartie d'une manière rationelle entre la batterie proprement-dite et les condensateurs des filtres pour l'élimination des harmoniques.

Reçue le 15 avril 1978

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergetique

BIBLIOGRAPHIE

1. Herst W. e. a., *Compensateur statique réglable de puissance réactive pour réseaux à haute tension.* Rev. Brown Boveri, *9/10*, 438—439 (1974).
2. Худяков В.В., *Управляемый статический реактивной источник мощности*, Электриество, *1*, 29—35 (1969).
3. Добрусин Л. А. и др., *Сопоставление вариантов распределения реактивной мощности между параллельными цепями фильтро-компенсирующего устройство.* Электричество, *4*, 21—26 (1977).

ASUPRA CALCULULUI SURSELOR STATICE ŞI REGLABILE DE PUTERE REACTIVĂ

(Rezumat)

Se demonstrează că armonicile introduse în reţele de sursele statice reglabile cu tiristoare depind şi de caracteristicile nodului în care este conectată sursa. Pentru a evita rezonanţele pe armonicile generate este necesar ca sursa să aibă o putere minimală care depinde de puterea de scurtcircuit în nodul respectiv.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.314.2

REGIMUL STAŢIONAR AL TRANSFORMATORULUI PENTRU SUDARE, CU PREMAGNETIZARE

DE

RODICA OLÁH, IOSIF OLÁH şi V. PRISĂCARU

1. Introducere

În vederea modernizării surselor pentru sudare cu arc electric, reţine atenţia transformatorul cu şunt magnetic premagnetizat în curent continuu[1]). Acesta prezintă o serie de avantaje tehnico-economice în raport cu transformatorul pentru sudare cu arc electric convenţional (cu şunt magnetic deplasabil), legate de eliminarea părţilor constructive deplasabile. Deşi principiul de funcţionare al transformatorului pentru sudare cu premagnetizare este cunoscut mai de mult [1], un studiu al regimului staţionar şi dinamic, al acestui aparat, nu este întîlnit în literatura de specialitate.

În lucrarea de faţă se stabilesc expresii de calcul ale caracteristicide comandă şi ale familiei de caracteristici externe ale transformatorului pentru sudare cu premagnetizare, punînd în evidenţă influenţa parametrilor constructivi asupra performanţelor tehnice ale acestuia. Studiul este condus în vederea obţinerii unor concluzii privind posibilităţile de îmbunătăţire a caracteristicilor tehnice ale acestui tip de aparat pentru sudare.

2. Condiţiile tehnice impuse şi soluţiile adoptate

Transformatorului pentru sudare cu premagnetizare, i se impun următoarele cerinţe tehnice : a) obţinerea caracteristicilor externe coborîtoare, cerute de procesul sudării cu arc electric prin creşterea artificială a inductanţei de dispersie ; b) modificarea regimului de funcţionare, în limitele impuse de procesul tehnologic, cu ajutorul unui curent continuu de comandă ; c) curba curentului de sudare să nu prezinte discontinuităţi, păstrîndu-şi forma sinusoidală în limitele de modificare a regimului de sudare ; d) în înfăşurarea de comandă să nu se inducă t.e.m. de frecvenţa tensiunii alternative de alimentare.

---

[1]) Lucrarea a fost efectuată la cererea U.R.T.A.E., Roman.

Condiţiile impuse anterior au dus la soluţia constructivă din fig. 1. Pentru satisfacerea condiţiei a) circuitul magnetic principal (*3*) a fost prevăzut cu un miez magnetic de dispersie fix (*5*). Valoarea inductanţei de dispersie se stabileşte cu ajutorul cîmpului magnetic continuu (H_c) creat de amperspirele înfăşurării de comandă (*4*), care determină

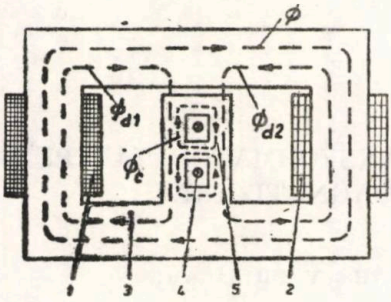


Fig. 1

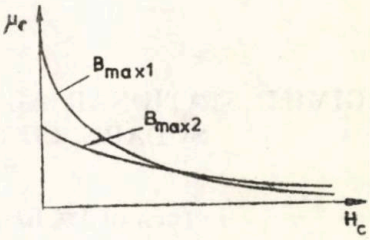


Fig. 2

valoarea permeabilităţii magnetice relative a miezului de dispersie, la o valoare dată a inducţiei magnetice (fig. 2). În acest mod este asigurată condiţia b). La funcţionarea la gol tensiunea secundară U_{20} şi curentul primar absorbit I_{10} nu depind practic de valoarea cîmpului de premagnetizare, H_c ,datorită prezenţei întrefierului δ. La funcţionarea în sarcină, secţiunea *A-A* a miezului de dispersie determină valoarea coeficientului de cuplaj magnetic între înfăşurarea primară (*1*) şi cea secundară (*2*). În lipsa cîmpului magnetic de comandă ($H_c = 0$), datorită reluctanţei magnetice reduse a miezului de dispersie, inductanţa de dispersie a transformatorului este maximă şi se obţine o caracteristică descendentă, care va corespunde celei mai mici valori posibile a curentului de sudare. În prezenţa premagnetizării ($H_c \neq 0$), prin reducerea valorii permeabilităţii magnetice (fig. 2), scade valoarea inductanţei de dispersie şi creşte valoarea coeficientului de cuplaj magnetic dintre înfăşurarea primară şi cea secundară. Se obţine astfel o familie de caracteristici externe descendente. Valoarea maximă posibilă a curentului de sudare corespunde valorii cîmpului continuu H_c, pentru care miezul de dispersie se saturează.

Condiţia c) este îndeplinită dacă dimensionarea circuitului magnetic se realizează astfel, încît în limitele necesare de modificare a curentului de sudare să nu se producă saturaţia. Condiţia d) este asigurată prin modul de plasare a înfăşurării de comandă (fig. 1).

3. Ecuaţiile caracteristicii de comandă a familiei de caracteristici externe

După cum este cunoscut, funcţionarea în sarcină a unui transformator monofazat, în ipoteza unor pierderi în fier neglijabile şi a unei dependenţe liniare dintre fluxul util şi solenaţia rezultantă este caracterizată prin ecuaţia :

$$(1) \qquad \underline{U}_{20} = \underline{U}_2 + \left[\left(r_2 + \frac{N_2^2}{N_1^2} r_1\right) + j\omega\left(L_{d2} + \frac{N_2^2}{N_1^2} L_{d1}\right)\right]\underline{I}_2,$$

în care : $\underline{U}_2$, $\underline{I}_2$ reprezintă tensiunea, respectiv curentul secundar ; $\underline{U}_{20}$ — tensiunea secundară la funcţionarea la gol ; r_1, r_2 — rezistenţa înfăşurării primare, respectiv secundare ; L_{d_1}, L_{d_2} — inductanţa de dispersie a înfăşurării primare, respectiv secundare ; N_1, N_2 — numărul de spire din primar, respectiv secundar ; $\omega = 2\pi f$ — pulsaţia tensiunii de alimentare. Parametrul complex din paranteza expresiei (1) are modulul egal cu impedanţa de scurtcircuit a transformatorului.

În cazul transformatoarelor pentru sudare, la care inductanţa totală de dispersie, dată de relaţia (2), este mărită în mod artificial, în vederea obţinerii caracteristicilor externe descendente, este justificată neglijarea rezistenţei de scurtcircuit încît :

$$(2) \qquad L_d = L_{d_2} + \frac{N_2^2}{N_1^2} L_{d_1}.$$

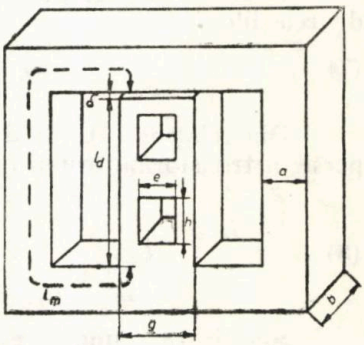


Fig. 3

În aceste condiţii ecuaţia caracteristicii externe a transformatoarelor pentru sudare, avînd inductanţa de dispersie mărită constructiv, se poate exprima prin relaţia :

$$(3) \qquad U_2 \approx \sqrt{U_{20}^2 - (\omega L_d)^2 I_2^2},$$

în valorile efective ale mărimilor electrice.

La scurtcircuit, t.e.m. corespunzătoare fluxului de dispersie echilibrează aproape în întregime tensiunea de alimentare, astfel că valoarea curentului secundar de scurtcircuit este dată de relaţia

$$(4) \qquad I_{2sc} \approx \frac{U_{20}}{\omega L_d}.$$

În vederea deducerii ecuaţiilor de funcţionare pentru transformatorul de sudare cu premagnetizare, în fig. 3 s-au reprezentat dimensiunile geometrice caracteristice ale circuitului magnetic.

Considerînd circuitul magnetic liniar, reluctanţa de dispersie în calea fluxului Φ_{d_1}, respectiv Φ_{d_2}, a transformatorului (conform fig. 3) se poate calcula ca sumă a trei reluctanţe:

$$(5) \qquad R_{md} = \frac{l_m}{\mu_0 \mu_{rc} S_{Fe}} + \frac{l_d}{\mu_0 \mu_{rd} S_{Fed}} + \frac{\delta}{\mu_0 S_a},$$

unde: μ_{rc} reprezintă permeabilitatea magnetică relativă a coloanelor principale şi a jugurilor, corespunzătoare inducţiei (B_m) care a fost aleasă ; μ_{rd} — permeabilitatea magnetică relativă a miezului de dispersie, care depinde de valoarea cîmpului de comandă H_c şi de inducţia aleasă ; μ_0 — permeabilitatea magnetică a aerului, S_{Fe} — secţiunea coloanelor principale şi a jugurilor, S_{Fed} —

secţiunea echivalentă a unei jumătăţi a miezului de dispersie, S_a — secţiunea unei jumătăţi a întrefierului, l_m — lungimea medie a liniilor de cîmp prin coloanele principale şi juguri, l_d — lungimea medie echivalentă a liniilor cîmpului alternativ, prin miezul de dispersie, δ — lungimea echivalentă a întrefierului, ţinînd seama de efectul de margine.

Dintre termenii relaţiei (5), numai al doilea este variabil, deoarece $\mu_{rd} = f(H_c)$, în timp ce ceilalţi termeni depind numai de forma constructivă a circuitului magnetic.

Ţinînd seama de notaţiile din fig. 3, după cîteva calcule simple rezultă expresia :

$$R_{md} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rc}} \cdot \frac{l_m}{ab} + \frac{2}{\mu_0 \mu_{rd}(H_c)} \cdot \frac{l_d(g-e) + 2he}{g-e} \cdot \frac{1}{bg} + \frac{2}{\mu_0} \cdot \frac{\delta}{bg}. \tag{6}$$

Inductanţele de dispersie ale primarului şi secundarului sînt date de relaţiile :

$$L_{d_1} = \frac{N_1^2}{R_{md_1}}, \qquad L_{d_2} = \frac{N_2^2}{R_{md_2}}. \tag{7}$$

Din relaţiile (2), (6) şi (7) rezultă expresia inductanţei totale de dispersie a transformatorului de sudare cu premagnetizare :

$$L_d = \frac{2\mu_0 N_2^2}{\dfrac{l_m}{\mu_{rc}\, ab} + \dfrac{2}{\mu_{rd}(H_c)} \cdot \dfrac{l_d(g-e) + 2he}{g-e} \cdot \dfrac{1}{bg} + \dfrac{2\delta}{bg}}. \tag{8}$$

Relaţia (8) pune în evidenţă, conform scopului propus, dependenţa inductanţei de dispersie de elementele constructive, de calitatea materialului magnetic şi de valoarea cîmpului magnetic de comandă, H_c.

Introducînd notaţiile

$$k_1 = \frac{l_m}{\mu_{rc}\, ab} + \frac{2\delta}{bg} \quad \text{şi} \quad k_2 = \frac{2}{bg} \cdot \frac{l_d(g-e) + 2he}{g-e}, \tag{9, 10}$$

expresia (8) poate fi scrisă sub forma :

$$L_d = \frac{2\mu_0 N_2^2}{k_1 + k_2/\mu_{rd}(H_c)}. \tag{11}$$

Pe baza relaţiilor (4) şi (11) se obţine expresia curentului de scurtcircuit :

$$I_{2sc} = \frac{U_{20}}{2\omega\mu_0 N_2^2}\left[k_1 + \frac{k_2}{\mu_{rd}(H_c)}\right]. \tag{12}$$

Dependenţa neliniară $\mu_{rd} = f(H_c)$, de forma celei din fig. 2, se poate aproxima printr-o funcţie analitică de forma

$$\mu_{rd} = \frac{C}{D + H_c}, \tag{13}$$

în care $C > D > 0$.

Pentru un material magnetic dat şi o inducţie maximă impusă, coeficienţii C şi D pot fi determinaţi, de exemplu, prin metoda liniarizării pe porţiuni.

Ţinînd seama de legea circuitului magnetic, relaţia (13) poate fi pusă sub forma echivalentă :

$$\mu_{rd} = \frac{C}{D + N_c I_c / l_c}. \tag{14}$$

În relaţia (14) I_c reprezintă curentul continuu de comandă, N_c — numărul de spire al circuitului de comandă, l_c — lungimea medie a liniilor cîmpului magnetic continuu.

Din relaţiile (11), (12) şi (14) se obţin expresiile caracteristicilor de comandă care furnizează dependenţa directă între L_d, respectiv I_{2sc} şi curentul continuu de comandă I_c, în funcţie de elementele constructive şi materialul magnetic utilizat :

$$L_d = \frac{2\mu_0 N_2^2}{k_1 + \frac{k_2}{C}\left(D + \frac{N_c}{l_c} I_c\right)}, \tag{15}$$

$$I_{2sc} \approx \frac{U_{20}}{2\omega\mu_0 N_2^2}\left[k_1 + \frac{k^2}{C}\left(D + \frac{N_c}{l_c} I_c\right)\right]. \tag{15'}$$

Pe de altă parte din ecuaţiile (3) şi (4) rezultă ecuaţia familiei de caracteristici externe ale transformatorului pentru sudare, cu inductanţa de dispersie mărită :

$$\frac{U_2^2}{U_{20}^2} + \frac{I_2^2}{I_{2sc}^2} - 1 = 0. \tag{16}$$

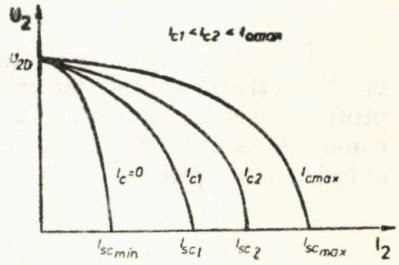


Fig. 4

Ecuaţia (16) reprezintă o elipsă cu semiaxele U_{20} şi I_{2sc}.

Sistemele de ecuaţii (16) şi (12), respectiv (16) şi (15') descriu funcţionarea transformatorului cu premagnetizare, pentru sudare cu arc electric, punînd în evidenţă aspectul descendent al familiei de caracteristici externe şi posibilitatea modificării regimului de sudare prin modificarea valorii intensităţii cîmpului magnetic continuu, H_c, respectiv a curentului de comandă, I_c (fig. 4).

Limitele de modificare ale curentului de scurtcircuit sînt date de relaţia (17) şi corespund domeniului în care este raţional să se reducă valoarea lui μ_{rd} prin creşterea lui H_c:

$$\frac{I_{2sc\,max}}{I_{2sc\,min}} = \frac{k_1 + k_2/\mu_{rd\,min}}{k_1 + k_2/\mu_{rd\,max}}. \tag{17}$$

4. Date tehnice ale microtransformatorului cu premagnetizare, pentru sudare cu arc electric, realizat experimental

Pentru verificarea rezultatelor obţinute pe cale analitică, s-a proiectat şi realizat un microtransformator cu premagnetizare, pentru sudare, cu următoarele date tehnice : puterea nominală 1,6 kVA ; dimensiuni de

gabarit 300 × 290 × 100 mm ; tensiunea de alimentare 220 V ; tensiunea secundară la funcţionarea la gol 60 V ; tensiunea secundară în sarcină 21 ... 27 V ; curentul secundar de scurtcircuit 25 ... 75 A, la o durată activă de funcţionare DA = 10%.

Circuitul magnetic este confecţionat din tolă M6x de 0,3 mm, pentru inducţie alternativă maximă $B_m = 1{,}2$ T şi avînd dimensiunile (conform notaţiilor din fig. 3) : $a = 45$ mm ; $b = 55$ mm ; $l_m = 600$ mm ; $l_d = 198$ mm ; $g = 100$ mm ; $h = 35$ mm ; $e = 31$ mm ; $\delta = 1$ mm. În fig. 5 este trasată curba $\mu_r = f(H_c)$. Funcţia de aproximare a acestei curbe este dată de relaţia (13) şi are coeficienţii din tabelul 1, determinaţi prin metoda liniarizării pe porţiuni.

Tabelul 1

H_c [Oe]	20	20 ... 60	60 ... 120
C	4.10^4	$3{,}5.10^4$	5.10^4
D	11,1	29	50

Înfăşurarea primară este realizată din conductor de cupru izolat BB cu diametrul 1,4 mm, iar înfăşurarea secundară, din conductor de cupru profilat cu dimensiunile 2,12 × 2,65 mm, izolat cu hîrtie. Înfăşurarea de comandă este realizată din conductor de cupru, cu diametrul 0,5 mm, avînd 1 000 spire.

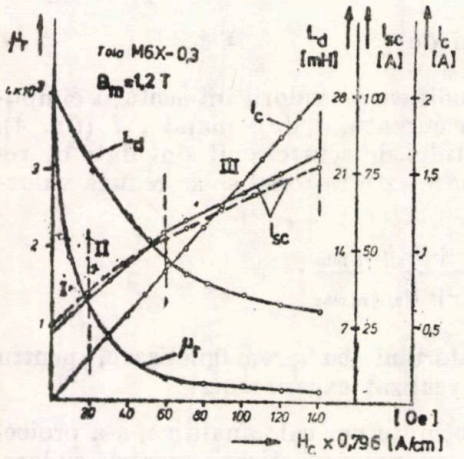


Fig. 5

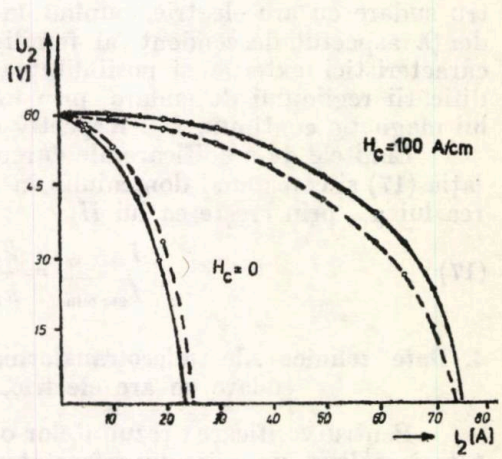


Fig. 6

5. Rezultatele încercărilor experimentale

Pe baza relaţiilor de calcul (11) ... (16), stabilite în § 3, s-au determinat pe cale analitică caracteristicile de comandă $L_d = f(H_c)$ şi $I_{sc} = f(H_c)$, precum şi familia de caracteristici externe $U_2 = f(I_2)$ pentru H_c = const., pentru microtransformatorul de sudare cu premagnetizare, avînd datele tehnice menţionate. Rezultatele analitice au fost comparate cu cele obţinute prin încercări experimentale.

În fig. 5 s-au reprezentat caracteristicile de comandă calculate (linie plină) şi cea experimentală (linie întreruptă).

În fig. 6 sînt redate caracteristicile externe limită calculate (linie plină) şi cele determinate experimental (linie întreruptă).

6. Interpretarea rezultatelor şi concluzii

Din studiul efectuat se desprind următoarele observaţii:

1° Comportarea transformatorului, cu premagnetizare în c.c., în procesul sudării cu arc electric, poate fi caracterizată prin expresiile (11), (12) şi (16), stabilite în § 3.

2° Determinarea pe cale analitică a caracteristicii de comandă cu ajutorul relaţiei (11) sau (12) şi a familiei de caracteristici externe, cu ecuaţia (16), se bazează pe cunoaşterea dependenţei neliniare $\mu_r = f(H_c)$ a miezului de dispersie, pentru o inducţie alternativă maximă dată.

3° Rezultatele obţinute pe cale analitică sînt confirmate de încercările experimentale efectuate pe un microtransformator cu premagnetizare, pentru sudare, proiectat şi realizat de autori.

4° Înclinaţia caracteristicilor externe, determinată la o tensiune convenţională pe arc conform STAS 2 689-71, rezultă a fi: I_{sc}/I_s = 1,1 ... 1,25, ceea ce asigură un regim termic stabil la modificarea lungimii arcului în procesul sudării manuale.

5° Pe caracteristica de comandă calculată, reprezentată în fig. 5, se evidenţiază trei zone cu pante diferite, corespunzătoare valorilor diferite ale coeficienţilor funcţiei de aproximare a caracteristicii $\mu_r = f(H_c)$, din tabelul 1.

6° Domeniul util de variaţie al intensităţii cîmpului de premagnetizare (H_c) este cel în care curba curentului de sudare îşi păstrează forma sinusoidală şi depinde de calitatea materialului magnetic. În cazul tolei obţinute de transformator acest domeniu este cuprins între zero şi 100 A/cm, la o inducţie alternativă maximă B_m = 1,2 T. În cazul materialelor cu caracteristică de magnetizare pronunţat neliniară, de tipul celor utilizate în construcţia amplificatoarelor magnetice, domeniul util de variaţie a lui H_c se reduce la 30 A/cm.

7° Modificarea regimului de sudare pe cale electrică, prin modificarea valorii intensităţii cîmpului de premagnetizare de la zero la valoarea de saturaţie, se poate realiza în limitele raportului $I_{sc\,max}/I_{sc\,min}$, determinat de relaţia (17).

8° Pentru o tolă dată şi o inducţie alternativă maximă fixată, limitele de modificare ale raportului $I_{sc\,max}/I_{sc\,min}$ depind de particularităţile

constructive. După cum rezultă din relaţia (17) şi din încercările experimentale efectuate, domeniul de modificare a regimului de sudare va fi cu atît mai extins cu cît raportul K_2/K_1, definit prin relaţiile (9) şi (10), va fi mai mare. Aceste observaţii conduc la alegerea unui raport $\gamma = \frac{l_d}{l_m} \cdot \frac{S_{Fe}}{S_{Fed}}$ cît mai mare şi a unui întrefier δ cît mai mic.

9° În cazul tolei obişnuite de transformator, pentru $B_m = 1{,}2$ T, la un domeniu de variaţie $H_c = 0 \ldots 100$ A/cm, prin alegerea judicioasă a coeficientului γ şi a lungimii întrefierului δ, rezultă $I_{sc\,max}/I_{sc\,min} \approx 3$. Această valoare a raportului este superioară celei obţinute la transformatoarele de sudare cu şunt magnetic deplasabil sau cu reactanţă saturabilă. De altfel modificarea regimului de sudare în mod continuu în limite mai largi nici nu este necesară, deoarece reglajul continuu se combină practic cu cel în trepte, realizat prin modificarea valorii tensiunii de funcţionare la gol sau cu ajutorul unei bobine secundare de balast.

În concluzie, se evidenţiază disponibilităţile transformatorului cu premagnetizare pentru sudare cu arc electric şi posibilităţile de îmbunătăţire a caracteristicilor tehnice ale acestuia, în special în ceea ce priveşte limitele domeniului de modificare pe cale electrică a regimului de sudare.

Primită la 22 martie 1978

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizările energiei electrice şi automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Popovici Vl., *Utilajele sudării electrice.* EDP, Buc., 1968.
2. Oláh R., Prisăcaru V., *Cu privire la comportarea în regim staţionar şi dinamic a transformatorului pentru sudare, comandat prin curent continuu.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică, Inst. polit., Iaşi, 1972.

LE RÉGIME STATIONNAIRE DU TRANSFORMATEUR À PRÉMAGNÉTISATION POUR LE SOUDAGE À L'ARC ÉLECTRIQUE

(Résumé)

On établit les expressions de calcul de la caractéristique de commande et de la famille de caractéristiques externes du transformateur pour le soudage à l'arc électrique, muni d'un noyau magnétique de dispersion, prémagnétisé à l'aide d'un courant continu.

Les résultats obtenus par voie analytique sont confirmés par les essais expérimentaux effectués sur un microtransformateur de ce type, conçu et réalisé par les auteurs.

On met en évidence les possibilités d'amélioration des caractéristiques techniques du transformateur à prémagnétisation, par un choix judicieux des paramètres constructifs.

1979 OKT 3

40822